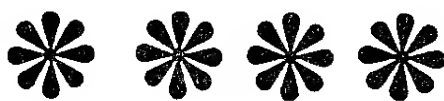


Ano, jistě, již naše babičky poslouchaly radio, i když se dnes dívíme, jak „to“ vůbec mohly poslouchat vzhledem k jakosti reprodukce. Ve dvacátém století a především v současné etapě vědeckotechnické revoluce jsme svědky nebývalého technického pokroku, co včera bylo posledním „výkřikem“ techniky, je dnes nebo zítra již beznadějně zastaralé. Vzpomeňme např. na staré gramofony „s troubou“, na první

vou. Navíc se dnes uvažuje i o vysílání s jedním postranním pásmem, aby se mohla lépe využít stávající rozhlasová pásma, která jsou pro běžné vysílání zcela přeplněna. I v tomto směru se dnes konají pokusy a ukazuje se, že toto by byl asi jediný způsob, jak zachovat při stále se zvětšujícím počtu stanic stávající rozhlasová pásma dlouhých, středních a krátkých vln. Navíc se uvažuje, že by se v budoucnu mohla zcela



Již naše babičky



pokusy s magnetickým záznamem zvuku, na televizní přijímače z doby po druhé světové válce apod. Nás však dnes zajímají především rozhlasové přijímače.

Před časem jsem využil módy starých tvarů na nových výrobcích a použil ke konstrukci rozhlasového přijímače s tranzistory skříní přijímače z let kolem začátku druhé světové války. Protože jsem přitom musel starý přijímač ze skříně vyndat a rozebrat, uvědomil jsem si, jak obrovský pokrok zaznamenala právě přijímací technika. Změnil se především druh modulace, používané u rozhlasového vysílání, a to z amplitudové modulace na kmitočto-

zrušit tato pásma pro vysílače evropských zemí a že by bylo vhodné přidělit je rozvojovým zemím. Přitom jako perspektivní se uvádí vysílání na velmi krátkých vlnách, kmitočtová modulace a popř. SSB.

V konstrukci rozhlasových přijímačů (a to pro jakýkoli druh modulace a pro jakákoli pásma) došlo též k revoluci, především po objevení tranzistorů a po zvládnutí technologie integrovaných obvodů a miniaturizace součástek. Dnešní konstrukter rozhlasových přijímačů je postaven před poněkud jiné problémy, než jaké měl jeho kolega před několika lety. S některými z nich,

realizovány při konstrukci jakostního přijímače VKV s velkou přeladitelností, který byl autorem přihlášen do loňského konkursu TESLA – AR a jehož popis je součástí tohoto čísla RK.

Tuner stereo

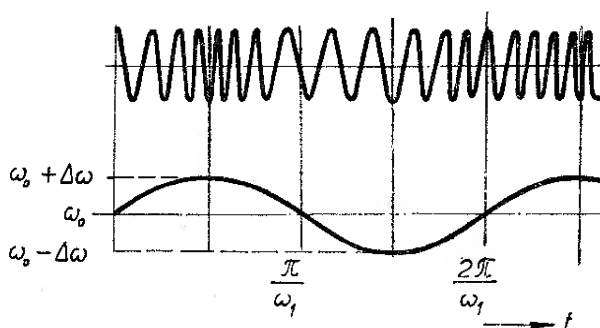
Základní vlastnosti obvodů přijímačů VKV – FM

Při kmitočtové modulaci se tvar signálů přenáší okamžitou změnou kmitočtu přenášených kmitů, amplituda kmitů zůstává konstantní. Při modulaci sinusovým signálem má kmitočtově modulovaná vlna tvar (obr. 1)

kde U_0 je amplituda nosné vlny,
 ω_0 kmitočet nosné vlny ($\omega_0 = 2\pi f_0$),
 ω_1 modulační kmitočet ($\omega_1 = 2\pi f_1$) a
 $m = \Delta f/f_1$ modulační index (Δf je kmitočtový zdvih).

$$u = U_0 \{ \mathcal{J}_0(m) \sin \omega_0 t + \mathcal{J}_1(m) [\sin(\omega_0 + \omega_1)t - \sin(\omega_0 - \omega_1)t] + \mathcal{J}_2(m) [\sin(\omega_0 + 2\omega_1)t + \sin(\omega_0 - 2\omega_1)t] + \mathcal{J}_3(m) [\sin(\omega_0 + 3\omega_1)t - \sin(\omega_0 - 3\omega_1)t] + \dots + \mathcal{J}_n(m) [\sin(\omega_0 + n\omega_1)t + (-1)^n \sin(\omega_0 - n\omega_1)t] \},$$

- nenastává fázový posuv o 90° vzhledem k nosné vlně,
- amplitudy těchto složek se nemění přímo úměrně s modulačním napětím, kromě případu, kdy je modulační index malý. Ostatní složky jsou postranní pásma vyšších řádů, která neexistují v amplitudově modulovaných kmitech. Tyto složky způsobují při dostatečné velikosti amplitudy rozšíření potřebného kmitočtového



Obr. 1. Kmitočtově modulovaná vlna

pásma pro přenos signálu (ve srovnání s amplitudovou modulací).

Amplitudy jednotlivých kmitočtových složek závisí na velikosti modulačního indexu m a mohou být určeny pomocí tabulek Besselových funkcí [1], [2].

Je-li modulační index menší než 0,5, jsou postranní kmitočty druhého a vyššího řádu poměrně nízké a kmitočtové pásmo potřebné k přenosu kmitočtové modulovaných kmitů bude stejné jako u amplitudové modulace. Je-li modulační index větší než jedna, budou amplitudy kmitočtových složek značné a budou tak rozšiřovat potřebné kmitočtové pásmo. Vzdálenosti mezi kmitočty postranních složek se rovnají modulačnímu kmitočtu.

Nemění-li se modulační kmitočet podle sinusovky, dostáváme velmi složité kmitočtové spektrum. Při dvou modulačních kmitočtech se sinusovým průběhem a s modulačními indexy m_1 a m_2 budou v modulovaných kmitěch kmitočtové složky, které obecně můžeme napsat ve tvaru:

$$\omega_0 \pm p\omega_1 \pm r\omega_2$$

a příslušné poměrné amplitudy těchto složek budou:

$$U_{p,r} = J_p(m_1) J_r(m_2).$$

Jak je vidět, vzniknou kromě základních kmitočtů vlivem každého jednotlivého modulačního napětí i všechny možné kombinační kmitočty s amplitudami, úměrnými součinům Besselových funkcí; jejich řád bude roven řádu kombinovaných kmitočtů.

Ačkoli modulace složitým signálem zvětšuje počet kmitočtových složek v kmitočtově modulované vlně, nerozšiřuje kmitočtové pásmo, zaujímané základní energií kmitů. Při rozložení celkové modulace mezi více modulačních kmitočtů a za předpokladu, že je maximální kmitočtový zdvih konstantní, má energie kmitů snahu soustředit se v užším pásmu, než při prosté sinusové modulaci se stejným kmitočtovým zdvihem. Potřebné kmitočtové pásmo se pak přibližně rovná dvojnásobnému maximálnímu kmitočtovému zdvih

nebo dvojnásobku modulačního kmitočtu (podle toho, který z nich je větší).

Základní vlastnosti vysokofrekvenčního stereofonního přenosu [3]

1. Hlavní modulační kanál (tzv. kanál M) je tvořen součtem levého a pravého stereofonního kanálu.
2. Signál pilotního kmitočtu 19 kHz se stabilitou ± 2 Hz moduluje nosnou vlnu na 8 až 10 % plného kmitočtového zdvihu.
3. Pomocná nosná vlna má kmitočet rovný druhé harmonické pilotního kmitočtu a je se signálem pilotního kmitočtu ve fázi.
4. Pomocná nosná vlna je modulována amplitudově a její kmitočet 38 kHz musí být za modulátorem potlačen tak, aby nemoduloval hlavní nosnou vlnu více, než na 1 % celkového kmitočtového zdvihu.
5. Modulačním signálem pro pomocnou nosnou vlnu je rozdílový signál levého a pravého akustického kanálu (tzv. signál S) se šířkou přenášeného kmitočtového pásma 30 Hz až 15 kHz. Použité obvody preemfáze mají časovou konstantu 50 μ s. Součtový signál má stejný kmitočtový rozsah a stejnou časovou konstantu preemfáze jako rozdílový signál.
6. Obě postranní pásma pomocné nosné vlny mohou modulovat hlavní nosnou vlnu na 45 % celkového kmitočtového zdvihu, je-li nízkofrekvenční modulace jen v jednom kanálu. Celkový kmitočtový zdvih vysílače součtovou a rozdílovou složkou může být maximálně 90 %.
7. Amplitudová charakteristika hlavního kanálu musí souhlasit s pomocným kanálem (kanálem S) včetně preemfáze na $\pm 0,3$ dB. Fázová odchylka smí být maximálně $\pm 3^\circ$. Při dodržení těchto parametrů se považuje 29,7 dB za maximální úroveň přeslechu v celém přenášeném pásmu od 30 Hz do 15 kHz.
8. Požadavky na zkreslení jsou pro kanály M a S stejné. Zkreslení celého

řetězce od studia až po vysílač nesmí být větší než 3,5 % mezi 50 Hz až 100 Hz, 2,5 % mezi 100 Hz až 7,5 kHz a 3 % v rozsahu 7,5 až 15 kHz.

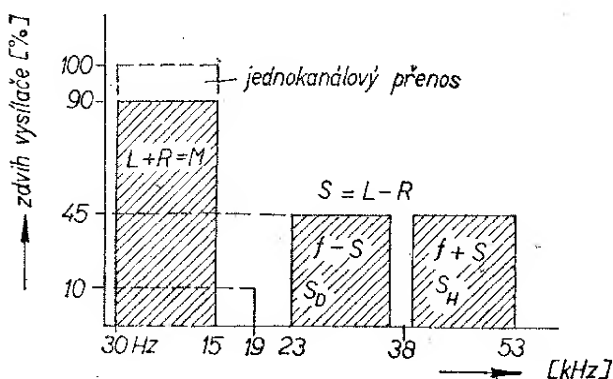
Kmitočtové spektrum multiplexního signálu je na obr. 2. Na vodorovné ose je modulační kmitočet vysílače VKV, na svislé ose kmitočtový zdvih vysílače v procentech. Zdvihy signálů M , S_D a S_H (jak jsou uvedeny na obr. 2) je třeba chápat tak, že to jsou největší zdvihy, jichž může být dosaženo; k těmto maximálním zdvihům nemůže však dojít současně, neboť by byl přebuzen vysílač. Zdvihy uvedených signálů se vždy doplňují tak, že jejich součet spolu s pilotním signálem může být maximálně 100 %.

Pro vysvětlení zdvihových poměrů si uveďme charakteristické příklady [4]:

a) Maximální signál je přenášen jen v kanálu L, tedy $R = 0$. Ze vztahu $M = L + R$ vyplývá, že monofonní signál M bude dosahovat poloviny svého největšího zdvihu, tj. 45 %. Obě postranní pásma budou způsobovat zdvih rovněž 45 % (každé 22,5 %). Zcela obdobně bude vypadat situace při maximální modulaci jen v kanálu R.

b) Ve druhém případě budeme uvažovat případ, kdy se přenáší signál odpovídající středu akustické scény, tedy $L = R$; signál M bude potom způsobovat zdvih až 90 % a obě postranní pásma zmizí (neboť $S = 0$).

c) Nakonec si všimněme extrémního případu, kdy v obou kanálech bude shodný signál, ale opačné polarity, tedy $L = -R$. Pak signál $M = 0$ a obě



Obr. 2. Spektrum multiplexního signálu

postranní pásma (dolní a horní) S_D a S_H budou modulovat vysílač až na 90 % zdvihu. Vzhledem k tomu, že je přítomen jen signál S a přenos se uskutečňuje jen dvěma postranními pásmy, je tento případ důležitý např. při měření kanálu S , při zjišťování rušení z kanálu S do kanálu M apod. Při skutečném stereofonním provozu nemůže k podobnému případu dojít, neboť přítomnost kanálu M je v protikladu s požadavkem na slučitelnost (posluchač s monofonním přijímačem by neměl zazjistit příjem).

Potřebná šířka vysokofrekvenčního kanálu při stereofonním přenosu

Názory na dostatečnou šířku pásma se liší. V literatuře se setkáváme s požadavkem na šířku pásma $B = 150$ až 350 kHz. Ve většině případů jde však o nesprávnou aplikaci vzorců odvozených pro monofonní provoz. Např. v práci [5] uvažuje autor nejvyšší modulační kmitočet $f_{\max} = 53$ kHz a $\Delta f = 75$ kHz. Výsledná šířka pásma je potom 362 kHz. Aby autor dospěl k přijatelné šířce pásma, počítá s kmitočtovým zdvihem $67,5$ kHz a předpokládá, že nejvyšší modulační kmitočty jsou modulovány s poměrně malým zdvihem. Z těchto úvah pak dochází k závěru, že v praxi vyhoví šířka pásma asi 300 kHz. Největší chybou v těchto úvahách je uváděná velikost kmitočtového zdvihu. Rozdílová složka multiplexního signálu může totiž být maximálně namodulována se zdvihem asi 68 kHz. V případě nf kmitočtu $f_1 = 15$ kHz vznikají v multiplexním signálu kmitočty $f_2 = 23$ kHz a $f_3 = 53$ kHz. Na oba tyto kmitočty však připadá maximální zdvih 68 kHz. To znamená, že na kmitočet 53 kHz může připadnout maximální zdvih asi 34 kHz a nikoli, jak uvádí autor, $67,5$ kHz.

Podobně v práci [6] považuje autor za rozhodující pro určení potřebné šířky pásma modulační kmitočet 38 kHz s modulačním indexem $m = 2$ (tj. $\Delta f = 37,5$ kHz). To znamená, že předpokládá jednak nulový kanál M a jednak přenos signálu s nulovým kmito-

tem, tj. přenos stejnosměrné složky a to pouze kanálem S. V tomto případě splynou totiž obě postranní pásma S_D a S_H v jedno pásmo s dvojnásobnou amplitudou. Na první pohled je zřejmé, že tento případ nemůže vůbec nastat (viz základní vlastnosti stereofonního signálu). Proto také obdržený výsledek (312 kHz) nemůže odpovídat skutečnosti. Autor navíc dodatečně předpokládá, že vysílač bývá v praxi modulován pouze asi na 50 % zdvihu a dochází tak k přijatelné šířce pásma 226 kHz.

Přijatelnější výsledky jsou uvedeny v práci [7]. Autor v něm odvodil vzájemný vztah mezi šířkou pásma mf zesilovače a dosažitelným přeslechem stereofonních kanálů. Grafické znázornění tohoto vztahu pro kmitočet $f_{mf} = 10$ kHz je na obr. 3. Pro dobrý stereofonní přenos s přeslechem 30 dB je potřebná šířka pásma $B = 200$ kHz. Zde je ovšem nutno podotknout, že dosažitelné přeslechy by neměly být parametrem, který by určoval potřebnou šířku pásma. Musíme si totiž uvědomit, že přeslechy je možno kompenzovat v obvodech stereofonního dekodéru. Naopak např. zkreslení v mf zesilovači nelze již vykompenzovat. Proto je vhodné uvažovat potřebnou šířku pásma z hlediska předem určené velikosti zkreslení.

Jak velkou tedy volit potřebnou šířku propustného pásma? Dá se ukázat [8] na základě vlastností kmitočtové modulace, že vlastně není žádný rozdíl mezi potřebnou šířkou pásma při monofonním a stereofonním provozu. V obou případech je potřebná šířka pásma asi 210 kHz pro zkreslení menší než 1 %. Menší zkreslení u mf zesilovačů nemá cenu požadovat, neboť samotný stereofonní vysílač zaručuje v nejlepším případě zkreslení asi 3 %.

Na závěr je nutno podotknout, že jsme uvažovali pouze zkreslení, které vzniká odříznutím postranních složek vlivem šířky pásma mf zesilovače. Zkreslení může vzniknout i uvnitř propustného pásma mf zesilovače. Toto zkreslení je způsobeno nevhodným průběhem skupinového zpoždění. K ome-

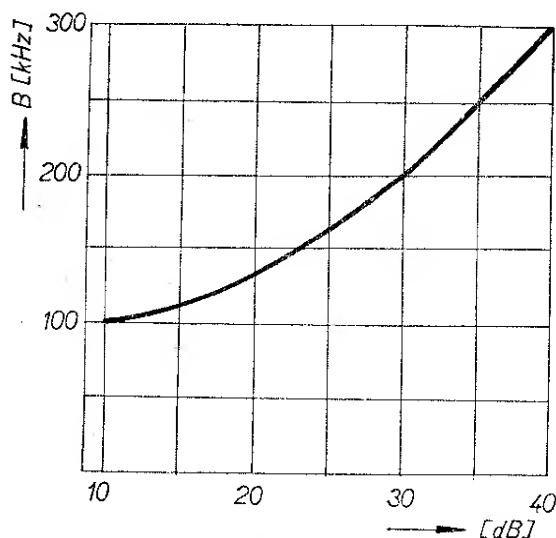
zení tohoto zkreslení v mf zesilovači na přijatelnou míru se připouští maximální změna skupinového zpoždění $2 \mu s$ uvnitř pásma. Při použití pásmových propustů se dosahuje nejkonstantnějšího průběhu skupinového zpoždění při vazbě laděných obvodů $kQ = 0,7$. Při nadkritické vazbě se skupinové zpoždění v okolí rezonančního kmitočtu prudce mění.

Proto je při návrhu mf zesilovače nutné dodržet nejen potřebnou šířku pásma, ale i co nejstálější průběh skupinového zpoždění [3].

Odolnost přijímače proti rušení nežádoucími signály

V moderním pojetí přijímací techniky se na odolnost přijímače proti příjmu nežádoucích signálů kladе zvláštní důraz. Dosáhnout malého šumového čísla přijímače s moderními polovodičovými prvky není dnes problém. Mnohem větším problémem je však odolnost přijímače proti příjmu nežádoucích signálů. Jak bude dále ukázáno, požadavky na malý šum a velkou odolnost proti nežádoucím signálům jsou protichůdné.

Menší odolnost přijímače FM proti nežádoucím signálům způsobuje rušení žádaného signálu. Zvláště výrazně se může malá odolnost projevit horší jakostí přijímaných stereofonních signálů.



Obr. 3. Závislost dosažitelného přeslechu na šířce přenášeného pásma

Druhy rušení

1. *Rušení zrcadlovými kmitočty.* Zrcadlový kmitočet je vzdálen od kmitočtu místního oscilátoru stejně jako přijímaný kmitočet, ale na opačnou stranu. Rozdíl přijímaného a zrcadlového kmitočtu je tedy dvojnásobkem mezifrekvenčního kmitočtu. Dobrého potlačení zrcadlového kmitočtu dosáhneme dobrou selektivitou vstupního (anténního) a mezistupňového (zapojeného mezi předzesilovač a směšovač) laděného obvodu. Aby bylo zajištěno dostatečné potlačení zrcadlových kmitočtů, je také nutno co nejvíce potlačit průnik oscilátorového napětí do prvního zesilovacího stupně mf zesilovače.

2. *Rušení na mf kmitočtu.* Pracuje-li na mf kmitočtu silný nežádoucí vysílač, může proniknout jeho signál až do mf zesilovače, v němž pak může vzniknout interferenční rušení žádaného signálu. Signál může pronikat buď přes parazitní kapacity, nebo vlivem nedostatečné selektivity laděných obvodů ve vstupní jednotce. K přímému průniku rušících signálů může také dojít i vlivem nesprávného uzemnění vstupní jednotky a mf zesilovače.

3. *Rušení signálem ze sousedního kanálu.* Příčinou tohoto typu rušení je nedostatečná selektivita mf zesilovače. Je nutno zdůraznit, že rozhoduje především strmost boků propustné křivky a již méně její šířka (na -3 dB). To je také jeden z důvodů, proč se u kvalitních přijímačů FM používají v mf zesilovacích krystalové, případně piezokeramické filtry. Při konstrukci přijímače je nutno zajistit, aby mf signál procházel skutečně pouze tímto filtrem. Může se totiž stát, že například vlivem nesprávně navržených plošných spojů může mf signál proniknout částečně i mimo filtr. V tomto případě se již neuplatní plně jakost použitého filtru (strmost boků propustné křivky) a dochází ke zhoršení selektivity mf zesilovače.

4. *Rušení intermodulací a křížovou modulací.* Náchylnost k intermodulaci je způsobena nelineárnostmi tranzistorů ve vstupní jednotce VKV a závisí i na šířce pro-

pustného pásma vstupních laděných obvodů. Při velké šířce pásma se na elektrody vstupního tranzistoru dostává směs všech signálů v daném přijímaném pásmu a dochází k parazitnímu směšování vstupních signálů i jejich harmonických na nelineárním přechodu báze-emitor. Navíc dochází ke směšování takto vzniklých signálů se signálem oscilátoru. Celá tato směs signálů nejrušnějších kmitočtů proniká na směšovací tranzistor a dochází k dalšímu směšování. Tak vzniká nepřehledné množství dalších signálů nových kmitočtů a možností dalších parazitních příjmů. Bude-li mít některý z parazitních signálů kmitočet v oboru žádaných kmitočtů, dojde k příjmu informací dvou nebo více signálů, popř. vzniknou různé rušivé zázněje. Mechanismus vzniku těchto parazitních příjmů spočívá ve vzájemném směšování vstupního žádaného signálu se signálem místního oscilátoru a se signálem nežádoucího rušícího vysílače. Kmitočty, na nichž vznikají parazitní příjmy, musí vyhovovat následujícímu vztahu:

$$f_p = \frac{\pm f_{mf} \pm mf_1 \pm of_3}{n}$$

Z uvedeného vztahu je patrné, že signál mf kmitočtu se může vyskytnout při kombinaci signálů o kmitočtech:

$$f_{mf} = \pm mf_1 \pm nf_p \pm of_3,$$

kde f_p jsou kmitočty, na nichž vznikají parazitní příjmy,

f_{mf} mezifrekvenční kmitočet,
 f_1 kmitočet signálu oscilátoru, který je dán vztahem $f_1 = f_2 + f_{mf}$ tehdy, je-li kmitočet oscilátoru vyšší než kmitočet přijímaný (žádaný),
 f_2 kmitočet žádaného signálu,
 f_3 kmitočet nežádáného (rušícího) signálu,

m, n, o přirozená celá čísla (0, 1, 2, 3, ...), která určují příslušné harmonické jednotlivých kmitočtů.

Položíme-li $m = 0$, vznikají parazitní příjmy bez vlastního oscilátoru, tj.

přímým směřováním kmitočtu žádaného s kmitočtem nežádaným.

Položíme-li $\omega = 0$, vznikají parazitní příjmy bez nežádaného signálu. Jsou to příjmy, které vznikají směřováním žádaného signálu se signálem oscilátoru a současně i směřováním jejich harmonických. Mezi tyto kmitočty patří zrcadlový kmitočet a kmitočet $f_p + f_{mf}/2$. Signál s tímto kmitočtem vzniká směřováním druhé harmonické vstupního signálu (určuje stupeň zkreslení tohoto signálu druhou harmonickou, vznikající na nelinearitách vstupního předzesilovače a směšovače) s druhou harmonickou kmitočtu oscilátoru (určuje zkreslení signálu oscilátoru druhou harmonickou, vznikající jak v samotném oscilátoru, tak na nelinearitách směšovacího stupně).

Bude-li na kmitočtu f_p pracovat silný, nežádaný vysílač, může být rušen žádaný signál.

Jak již bylo řečeno, intermodulací rozumíme parazitní produkty, vzniklé v důsledku nelinearit aktivních prvků. Vlivem těchto nelinearit a silného nežádaného signálu vznikají další nežádoucí kmitočty. Rušivě se však projeví pouze ty, které jsou uvnitř propustného pásma. To znamená, že ze všech nežádoucích produktů, které vznikly v předzesilovači ve vstupní jednotce, se projeví rušivě pouze ty signály, které mohou projít laděným mezistupňovým obvodem. Podobně z nežádoucích produktů vzniklých ve směšovači se projeví pouze ty, které „padnou“ do propustného pásma mf zesilovače.

Napětí nežádoucích složek, vzniklých intermodulací, je určeno přibližně úrovní vstupních napětí. Budou-li obě vstupní napětí malá, bude i podíl nežádoucích složek malý. Říkáme pak, že se tranzistor pro malé signály chová jako lineární prvek. Bude-li však alespoň jedno ze vstupních napětí větší, podíl parazitních složek se zvětší a pak říkáme, že tranzistor se pro velké signály chová jako nelineární prvek. Nelineárnost může být žádanou, nebo nežádanou vlastností. U zesilovačů je vždy nevíтанá, zatímco u detektorů, modulátoru apod. je podmínkou jejich činnosti.

Jiný jev, způsobený nelinearitou tranzistorů, je křížová modulace. V tomto případě ovlivňuje amplitudová modulace silného nežádoucího signálu slabý žádaný signál.

K objasnění vzniku intermodulace a křížové modulace uvažujme vstupní zesilovač a směšovač jednotky VKV jako čtyřpól, jehož výstupní napětí je dáno výrazem [9]

$$U_{vyst} = a_0 + a_1 U_{vst} + a_2 U_{vst}^2 + a_3 U_{vst}^3 + a_4 U_{vst}^4 + \dots \quad (1).$$

Na vstup tohoto čtyřpólu přiložíme vstupní napětí, které se skládá ze čtyř složek

$$U_{vst} = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t + U_3 \cos \omega_3 t + U_4 \cos \omega_4 t \quad (2),$$

kde $U_1 \cos \omega_1 t$ je signál místního oscilátoru (uplatní se pouze u směšovače),

$U_2 \cos \omega_2 t$ žádaný signál,

$U_3 \cos \omega_3 t$ rušící, nežádaný signál.

A pro demonstraci vzniku křížové modulace je přidán člen

$$U_4 \cos \omega_4 t,$$

který představuje jedno postranní pásmo, vzniklé při amplitudové modulaci nežádoucího signálu ($\omega_4 = \omega_3 + \Omega$, kde Ω je nf modulační kmitočet).

Po dosazení rovnice (2) do (1) obdržíme

$$U_{vyst} = a_1 U_2 \cos \omega_2 t + \dots a_1 U_3 \cos \omega_3 t + \dots \quad (3),$$

$$+ a_2 U_1 U_2 \cos (\omega_1 t - \omega_2 t) + \dots a_2 U_1 U_3 \cos (\omega_3 t - \omega_1 t) + \dots \quad (4),$$

$$+ 3/4 a_4 U_1^2 U_2^2 \cos 2(\omega_1 t - \omega_2 t) + \dots \quad (5),$$

$$+ 3/4 a_3 U_2^2 U_3 \cos (2\omega_2 t - \omega_3 t) + \dots \quad (6),$$

$$+ 3/2 a_4 U_1 U_2^2 U_3 \cos [\omega_1 t - (2\omega_2 t - \omega_3 t)] + \dots \quad (7),$$

$$+ 3/2 a_3 U_2 U_3 U_4 [\cos (\omega_2 t + \omega_3 t - \omega_4 t) + \cos (\omega_2 t - \omega_3 t + \omega_4 t)] + \dots \quad (8),$$

$$+ 3a_4 U_1 U_2 U_3 U_4 [\cos \{ \omega_1 t - (\omega_2 t + \omega_3 t - \omega_4 t) \} + \cos \{ \omega_1 t - (\omega_2 t - \omega_3 t + \omega_4 t) \}] + \dots \quad (9).$$

Člen (3) určuje lineární zesílení.

Člen (4) určuje konverzi vstupních kmitočtů na mf kmitočet.

Pokud je $\omega_3 = \omega_2 + 2\omega_{mf}$, dochází k příjmu signálu zrcadlového kmitočtu.

Člen (5) určuje možnost vzniku parazitního příjmu, je-li $\omega_1 = \omega_3 + \frac{1}{2}\omega_{mf}$. Potom $2(\omega_1 - \omega_3) = \omega_{mf}$.

Jedná se tedy o již výše zmíněný kmitočet $f_p + \frac{1}{2}f_{mf}$.

Člen (6) určuje vznik nežádoucího kmitočtu $2\omega_2 - \omega_3$ v důsledku intermodulačního zkreslení vf zesilovače.

Člen (7) určuje vznik parazitního kmitočtu v důsledku intermodulačního zkreslení směřovače.

Člen (8) určuje vznik křížové modulace ve vf předzesilovači.

Platí totiž $\omega_4 = \omega_3 + \Omega$,

potom $\omega_2 + \omega_3 - \omega_4 = \omega_2 - \Omega$

a podobně $\omega_2 - \omega_3 + \omega_4 = \omega_2 + \Omega$.

Výrazy $\omega_2 \pm \Omega$ představují však dvě postranní pásma amplitudově modulovaného signálu ω_2 modulačním kmitočtem Ω . Jinými slovy původně nemodulovaný signál o kmitočtu ω_2 je parazitně modulován modulací nežádoucího signálu.

Člen (9) určuje vznik parazitní křížové modulace ve směřovači.

Pokud by charakteristika (1) byla lineární, tj. ve tvaru

$$U_{vyst} = a_0 + a_1 U_{vst} \quad (a_2 = a_3 = \dots = a_n = 0) \quad (10),$$

dostali bychom na výstupu pouze ss složku a zesílené složky základní. Taková by byla ideální charakteristika

zesilovače. Ideální charakteristika směřovače by musela obsahovat ještě kvadratický člen

$$U_{vyst} = a_0 + a_1 U_{vst} + a_2 U_{vst}^2 \quad (11).$$

Vzhledem k tomu, že intermodulace a křížová modulace v předzesilovacím stupni jsou způsobeny členem třetího řádu a členy vyšších lichých řádů, nebude ani charakteristika podle vztahu (11) příčinou výše uvedených parazitních jevů v tomto stupni.

V zesilovacím stupni má žádoucí signál na vstupu i výstupu stejné umístění ve vf spektru (stejný kmitočet). Naproti tomu účelem směřovacího stupně je transpozice (přesun) kmitočtu žádaného signálu. V běžném případě je kmitočet výstupního signálu (mf signálu) dán rozdílem nebo součtem kmitočtu oscilátoru a vstupního signálu, jak to vyjadřuje rovnice

$$f_{mf} = |f_2 \pm f_1|. \quad (12).$$

Podmínkou vzniku produktu o kmitočtu daném vztahem (12) je zakřivení převodní charakteristiky směřovače (druhého nebo vyššího sudého stupně). Z toho vyplývá, že intermodulace a křížová modulace mají ve směřovači odlišné příčiny než v zesilovači. Oba tyto nežádoucí jevy jsou ve směřovači způsobeny čtvrtým a vyšším sudým zakřivením charakteristiky (1). U směřovače budeme považovat za nežádoucí ty produkty křížové modulace nebo intermodulace, které leží v mezifrekvenčním spektru. To znamená, že ve směřovači s charakteristikou danou vztahem (11) nemůže vznikat žádná intermodulace, ani křížová modulace.

Jak je možno vidět ze vztahů (3) až (9), je hloubka křížové modulace a intermodulace úměrná druhé mocnině amplitudy nežádoucího signálu. Vzhledem k této závislosti může dělič mezi anténou a přijímačem přinést značné zlepšení. Například dělič 6 dB mezi anténou a přijímačem zmenšuje úroveň intermodulace a křížové modulace o 12 dB. Tentýž dělič však současně zhoršuje poměr žádaného signálu k šumu. Je-li v daném případě žádoucí signál

alespoň 6 dB nad úrovní, při níž má přijímač vyhovující poměr signálu k šumu, projeví se zařazení děliče znatelným zlepšením kvality signálu (zvláště při příjmu stereofonních signálů).

Z uvedených dvou nežádoucích jevů je intermodulace mnohem nepříjemnější, neboť parazitní amplitudovou modulaci vzniklou křížovou modulací ve vstupní jednotce je možno dostatečně potlačit omezovací amplitudy v mf zesilovači. Budou-li signály na výstupu vstupní jednotky, vzniklé intermodulací v propustném pásmu mf zesilovače, přijímač je zpracuje a mohou tak být příčinou rušení žádaného signálu. Podobně tomu tak bude v případě rušícího signálu, jehož kmitočet je o $1/2 f_{mf}$ vyšší, než kmitočet žádaný.

Jednou z možností, jak čelit vzniku nežádoucích produktů vzniklých v důsledku nelinearity, je použít tranzistory, jejichž charakteristika se bude blížit ideální – u zesilovače to bude lineární charakteristika a u směšovače charakteristika ryze kvadratická. Jak bylo ukázáno, při ryze kvadratické charakteristice intermodulace a křížová modulace nevznikají a proto i prvek s takovou charakteristikou je možno použít na zesilovacím stupni. Poměry lze také částečně zlepšit vhodným zapojením a správným nastavením pracovního bodu.

Vhodná charakteristika je také jedním z důvodů, proč se v některých kvalitních jednotkách (vstupních) používají tranzistory typu FET nebo MOSFET. Jejich charakteristika se totiž velmi blíží k požadované ryze kvadratické charakteristice. Typickým představitelem je tranzistor FET BF245. Představitelem prvků s velmi lineární charakteristikou a s malým šumem (vhodný pro vf zesilovače) je např. tranzistor BF324.

Odolnost přijímače proti parazitním příjmům v důsledku křížové modulace a intermodulace je možno zvětšit také úzkopásmovým laděným obvodem a větší selektivitou mezistupňového obvodu. Zde je ovšem nutno připomenout, že jakékoli zmenšení propustné šířky pásma vstupního obvodu přináší na druhé straně ztráty v přenosu energie. Tyto ztráty

pochopitelně zmenšují zesílení a citlivost přístroje. Vysvětlení je jednoduché. Chceme-li totiž zúžit propustné pásmo vstupního laděného obvodu, můžeme tak učinit dvěma způsoby:

a) *zvětšením jakosti Q_0 nezatíženého vstupního obvodu.* Toho lze dosáhnout pouze zvětšením geometrických rozměrů cívky, popř. použitím jader z jakostnějšího materiálu. V praxi jsme ovšem při zvětšování rozměrů cívek omezeni; nad určitou hranici se jakost již nezvětšuje a vstupní jednotku nelze též neúměrně zvětšovat;

b) *zmenšením vazby vstupního obvodu buď s anténou, nebo se vstupním tranzistorem, popř. s oběma.* Vzhledem k tomu, že jak impedance antény, tak vstupní impedance tranzistoru jsou velmi malé, zmenšit vazbu znamená zvětšit jakost Q_z zatíženého obvodu.

Pro výkonový přenos v případě jednoduchého laděného obvodu (obr. 4) platí [12]:

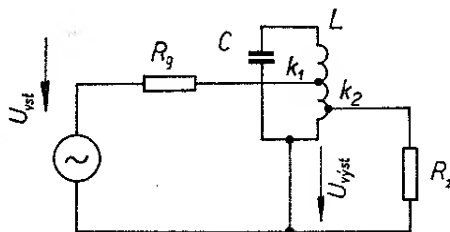
$$\frac{p_{výst}}{p_{vst}} = \frac{1}{4} \left(1 - \frac{Q_z}{Q_0} \right)^2;$$

z uvedeného vztahu je vidět, že maximální dosažitelný výkonový přenos je:

$$\frac{p_{výst}}{p_{vst}} = \frac{1}{4}.$$

Dále je zřejmé, že ztráty ve vstupním obvodu budou tím menší (tj. bude větší citlivost), čím menší bude poměr Q_z/Q_0 . Malé Q_z ovšem znamená velkou šířku propustného pásma.

Z uvedeného rozboru je vidět, že na vstupní obvod jsou kladeny protichůdné požadavky. Z hlediska odolnosti proti



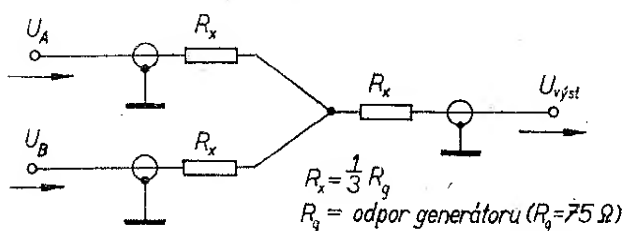
Obr. 4. Náhradní obvod pro výpočet úzkopásmového zesilovače

vzniku křížové modulace a intermodulace požadujeme co nejmenší šířku propustného pásma (co největší Q_z), ale z hlediska citlivosti budeme vyžadovat co možno nejširší pásmo propustnosti (co nejmenší Q_z). Jakost Q_z je v tomto případě ovlivňována pouze velikostí vazby vstupního obvodu s anténou a se vstupním tranzistorem.

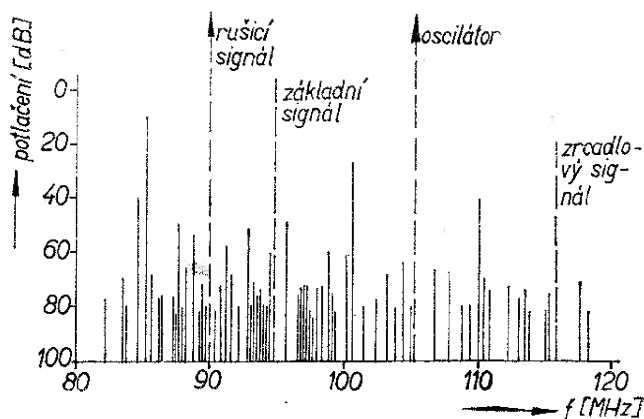
Uvedené protichůdné požadavky můžeme splnit pouze kompromisem. To znamená, že při skutečné realizaci vstupních obvodů přijímačů VKV musíme sáhnout ke kompromisu mezi citlivostí a odolností proti vzniku intermodulace a křížové modulace.

Vyhodnotit intermodulaci u obvodů VKV přímo prakticky nelze, proto se používají nepřímé metody: měří se počet parazitních příjmů a jejich potlačení vůči žádanému signálu. Na vstup jednotky VKV, která je naladěna na určitý vstupní kmitočet f_n , jsou připojeny dva generátory. Jeden je nastaven na parazitní rušící kmitočet f_r o napětí 100 mV. Druhý (s kmitočtem f_p) je plynule přeladován v určeném kmitočtovém pásmu. Pro jednotky VKV v našem kmitočtovém pásmu je podle normy kmitočet $f_n = 70$ MHz, rušící kmitočet $f_r = 66$ MHz a měří se v pásmu 55 až 94 MHz. Pro pásmo CCIR je kmitočet $f_n = 96$ MHz, $f_r = 91$ MHz a rozsah měření je 80 až 120 MHz.

Předpokladem správného měření je přesná výstupní impedance použitých vf generátorů. Protože se na vstup jednotky VKV přivádějí současně dva signály, je nutno používat vhodný odporový slučovač dvou signálů. Na obr. 5 je zapojení jednoduchého odporového slučovače dvou signálů. Na obr. 6 je spektrum parazitních příjmů u běžné jednotky VKV.



Obr. 5. Jednoduchý slučovač dvou signálů



Obr. 6. Diskrétní kmitočtové spektrum parazitních příjmů

Další z nežádoucích vlastností přijímačů VKV je nestabilita oscilátoru ve vstupní jednotce, způsobená vlivem rušícího signálu. Rušící signál ovlivňuje difúzní kapacitu směšovače a ta zpětně ovlivňuje kmitočet oscilátoru. Kmitočet oscilátoru se tak může např. měnit v rytmu modulační informace rušícího signálu amplitudově modulovaného vysílače. V jiném případě se může kmitočet oscilátoru měnit se změnou amplitudy signálu rušícího vysílače s kmitočtovou modulací. K transformaci kmitočtových změn na amplitudové dochází na boku rezonanční křivky vstupních obvodů při okamžitých změnách kmitočtu vlivem modulace. Takto vzniklá parazitní kmitočtová modulace místního oscilátoru se nedá potlačit v žádném z následujících dílů přijímače. Tento nežádoucí jev lze do jisté míry odstranit jednak dostatečnou selektivitou vf laděných obvodů ve vstupní jednotce, jednak vhodným zapojením směšovače, velikostí a způsobem vazby oscilátoru na směšovač.

Kvalitu přijímače lze v tomto případě posoudit z měření stability kmitočtu oscilátoru v závislosti na vstupním vf napětí. Hranice přebuzení u kvalitní vstupní jednotky je několik voltů. Největší náchylnost k přebuzení mají jednotky VKV s tzv. kmitajícím směšovačem. Maximální vf vstupní napětí u těchto jednotek bez účinného AVC nesmí být obvykle větší než asi 30 mV, jinak dochází k přebuzení.

Šumové číslo jednotky VKV

Šumové číslo jednotky VKV určuje v praxi i šumové číslo celého přijímače VKV. Šumové číslo udává, o kolik více šumu má uvažovaný přijímač proti ideálnímu, bezšumovému přijímači. Šumové číslo bývá buď v jednotkách kT_0 , nebo v decibelech. Pro vzájemný převod platí vztah

$$F = 10 \log F \quad [\text{dB}; kT_0].$$

Ideální přijímač má tedy šumové číslo $F = 1kT_0$, popř. = 0 dB.

Šumové číslo jednotky VKV je určeno především typem aktivního prvku (tranzistoru), použitého v předzesilovacím stupni a dále přídavnými ztrátami vstupního obvodu. Čím bude šířka pásma propouštěná vstupním vf obvodem větší, tím menší budou přídavné ztráty a šumové číslo. Naproti tomu, jak již bylo řečeno, zvětšováním šířky vstupního obvodu se značně zhoršuje stupeň křížové modulace a intermodulace. Proto je třeba volit mezi šumovým číslem a šířkou pásma vhodný kompromis.

Pro správnou funkci tranzistoru jako vstupního zesilovače je nutno jej správně přizpůsobit jak výkonově, tak šumově (s ohledem na minimální šumové číslo). Správné výkonové přizpůsobení vyžaduje, aby admitance zdroje signálu byla rovna vstupní admitanci použitého tranzistoru. V praxi je ovšem kladen hlavní důraz nikoli na přizpůsobení výkonové, ale i na přizpůsobení šumové. Admitance generátoru pro šumové přizpůsobení není totiž totožná s admitancí generátoru pro výkonové přizpůsobení. Společného přizpůsobení lze dosáhnout pouze u zapojení s tranzistorem v mezelektrodově uzemněném zapojení.

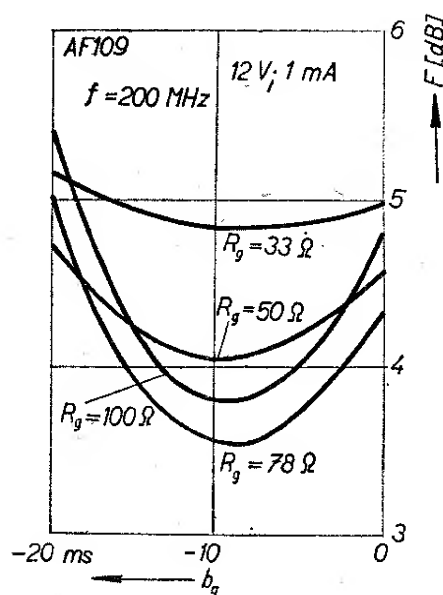
Experimentálně bylo zjištěno, že pro optimální šumové přizpůsobení musí mít admitance generátoru indukční charakter. Splníme-li tento požadavek současně se správným přizpůsobením reálné složky vstupní impedance, lze zmenšit šumové číslo. Na obr. 7 je síť křivek šumového čísla tranzistoru AF109 v závislosti na imaginární složce admitance napájecího generátoru. Paramet-

rem je reálná složka admitance napájecího generátoru. Z uvedené závislosti je vidět, že pro optimální šumové přizpůsobení musí mít napájecí generátor reálnou složku výstupní admitance asi 78Ω a imaginární asi 8 až 10 mS. Zesilovací stupeň s tranzistorem AF109 bude mít v tomto případě šumové číslo asi 3,5 dB.

Ladění vstupní jednotky VKV

K ladění vstupní jednotky jsou nejvhodnější polovodičové kapacitní diody – varikapy. Moderní typy kapacitních diod mají velmi malý sériový odpor (max. $0,5 \Omega$) a tím i velkou vlastní jakost. Z dalších výhod lze uvést malé rozměry, odolnost proti mikrofonii a především možnost zemnit jednotlivé laděné obvody v optimálních místech.

Varikapy samozřejmě mají i své nedostatky. Jedním z nich je nelinearita, která může být příčinou zkreslení přenášených signálů. Důsledkem je vznik vyšších harmonických a s ním spojená náchylnost k intermodulaci. Při správném návrhu laděných obvodů i ostatních obvodů lze však nežádoucí vlivy velmi účinně omezit. U jednotek laděných varikapy nesmí být především ladící napětí menší než maximální na-



Obr. 7. Šumové číslo tranzistoru AF109

pětí oscilátoru nebo vstupní napětí, a to v kterémkoli vf stupni. V praxi se volí maximální střídavé napětí menší než $1/3$ stejnosměrného ladicího napětí.

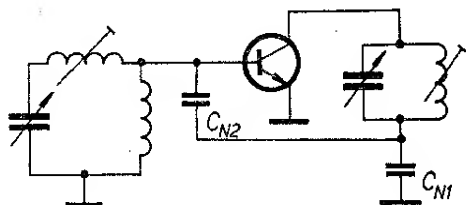
K omezení nelinearit v průběhu kapacity se často používá „protitaktní“ zapojení varikapů. Tím se sice zmenší výsledná kapacita, ale zároveň se pro daný pracovní bod průběh kapacity linearizuje a nemůže dojít k nežádoucímu zkreslení přenášeného signálu.

Základní zapojení vf tranzistorového zesilovače

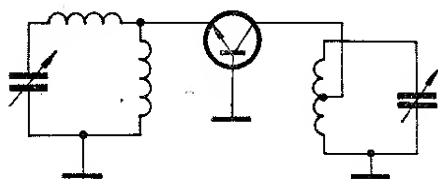
U vf tranzistorového zesilovače se používají tři základní zapojení:

1. zapojení se společným emitorem,
2. zapojení se společnou bází,
3. mezelektrodové uzemněné zapojení.

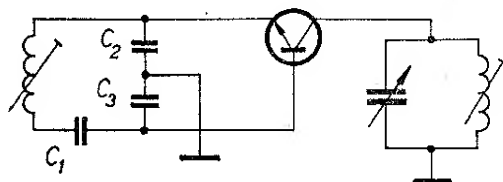
Na obr. 8 je základní zapojení tranzistoru se společným emitorem. V tomto zapojení je vnitřní vazba tranzistoru vždy záporná, takže zmenšuje zesílení.



Obr. 8. Zapojení tranzistoru se společným emitorem



Obr. 9. Zapojení tranzistoru se společnou bází



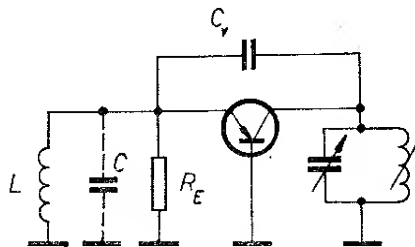
Obr. 10. Tranzistor v mezelektrodové uzemněném zapojení

Chceme-li dosáhnout maximálního zisku ve stupni, musíme zapojení neutralizovat. Naproti tomu zapojení se společnou bází (obr. 9) se vyznačuje tím, že vnitřní zpětná vazba je kladná, částečně sice zvětšuje zesílení, ale mění selektivitu laděných obvodů. Výhodou tohoto zapojení je především to, že ho není třeba neutralizovat a že tranzistor má vyšší mezní kmitočet vzhledem k zapojení se společným emitorem. Nevýhodou je, že při návrhu tohoto zesilovače musíme vzhledem k vnitřní kladné zpětné vazbě dodržet jistou rezervu zesílení, aby byla zaručena stabilita.

Poslední základní variantou zapojení je mezelektrodové uzemněné zapojení. Základní uspořádání je na obr. 10. Vlastnosti zapojení určuje především kapacitní dělič C_2, C_3 . Má-li C_2 velkou kapacitu vzhledem k C_3 , přechází obvod v zapojení se společným emitorem. Naopak, bude-li mít C_3 velkou kapacitu k C_2 , dostáváme zapojení se společnou bází. Při správné volbě poměru kapacit obou kondenzátorů je kompenzována kladná zpětná vazba u zapojení se společnou bází zápornou zpětnou vazbou u zapojení se společným emitorem.

Oscilátor

V oscilátoru může být použit tranzistor v zapojení se společnou bází nebo společným emitorem. V jednotkách VKV je častější zapojení se společnou bází, a to hlavně proto, že se v něm používá k zavedení kladné zpětné vazby pouze jednoduchý obvod s vazebním kondenzátorem, zapojeným mezi emitor a kolektor (popř. na vhodnou odbočku laděného obvodu v kolektoru).



Obr. 11. Oscilátor v zapojení se společnou bází

Při zapojení se společným emitorem je třeba vždy otáčet fází signálu zvláštním vinutím. Navíc je při tomto řešení zapotřebí tranzistor s vysokým mezním kmitočtem. Na druhé straně je oscilátor s tranzistorem v tomto zapojení velmi stabilní.

Základní obvod oscilátoru s tranzistorem v zapojení se společnou bází je na obr. 11. Povšimněme si blíže indukčnosti L v emitoru tranzistoru. Tato indukčnost má význam především u germaniových tranzistorů s nižším mezním kmitočtem (například OC170). Oscilátor totiž pracuje vždy na tom kmitočtu, při němž je výsledná fáze celého zapojení 0° . Není-li pro oscilační kmitočet tato podmínka splněna, nekmitá oscilátor na kmitočtu určeném prvky L a C laděného obvodu, ale na kmitočtu mírně odlišném. Funkce oscilátoru je pak značně ovlivňována všemi parametry obvodu a může docházet i k nepravidelným oscilacím. K nastavení správné fáze zpětnovazební strmosti slouží správně zvolená indukčnost cívky L .

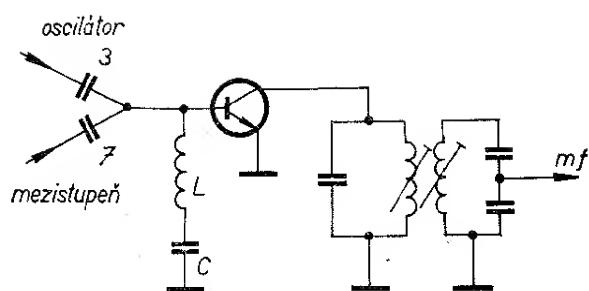
Při použití moderních křemíkových tranzistorů s vysokým mezním kmitočtem je nutno ke kompenzaci fázového posuvu zapojit paralelně ke vstupním svorkám místo cívky kondenzátor C .

Signál oscilátoru, vedený na směšovač, musí mít vždy optimální napětí, které je asi 150 až 200 mV. Při konstrukci oscilátoru pak musíme rovněž dbát na to, aby oscilační napětí bylo konstantní v celém přeladovaném rozsahu. Jinak bychom nevyužili maximálního směšovacího zesílení a směšovač by měl značný šum.

Směšovací stupeň

Ve vstupní jednotce určené ke kvalitnímu přijímači budeme vždy používat směšovač s odděleným oscilátorem. Jen tak můžeme zaručit odolnost proti přebuzení.

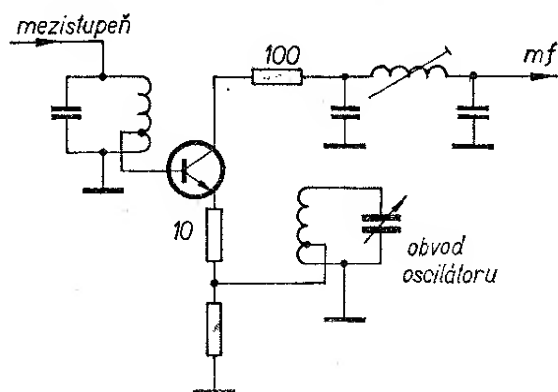
Tento stupeň může být řešen v zásadě dvojím způsobem. Předně lze oscilační i vstupní napětí přivést na vstupní elektrodu směšovacího tranzistoru přes kondenzátor s malou kapacitou. Základní zapojení je na obr. 12. V obvodu báze je zapojen sériový laděný obvod LC ,



Obr. 12. Směšovací stupeň s vazbou s velkou impedancí

který představuje pro signál mf kmitočtu zkrat a zlepšuje tak potlačení signálu mf kmitočtu.

Při druhém způsobu konstrukce se oba signály převádějí na směšovací tranzistor z tvrdého zdroje, tj. přes kondenzátor s velkou kapacitou ze vhodné odbočky laděného obvodu. Výhodou je, že není třeba používat sériový odlaďovací signálu mf kmitočtu a že oscilační a vstupní napětí lze přivádět na dvě různé elektrody tranzistoru. Tím se lépe oddělí oscilátorové obvody od mezistupňového obvodu, zlepši se stabilita oscilačního kmitočtu v závislosti na velikosti vstupního budicího napětí a zabrání se ovlivňování kmitočtu oscilátoru při ladění mezistupňového obvodu. Základní zapojení je na obr. 13. Jistou zvláštností obvodu je záporná zpětná vazba v emitorovém obvodu. Tato „protivazba“ se řeší neblokováním části emitorového odporu. Vlivem této vazby se částečně linearizují charakteristiky směšovacího tranzistoru, čímž se zmenšuje



Obr. 13. Směšovací stupeň s vazbou s malou impedancí

počet nežádoucích směřovacích produktů.

Mf pásmová propust na výstupu vstupní jednotky VKV

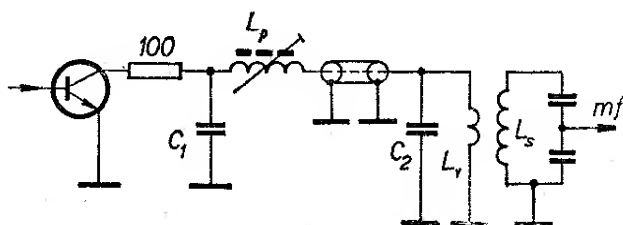
První mf transformátor na výstupu jednotky VKV se obvykle (z hlediska selektivity) nezapočítává do celkové mf selektivity. Tento transformátor musí být natolik širokopásmový, aby jeho propustná křivka skutečně neovlivňovala celkovou šířku propustného pásma mf zesilovače. Při vlastní konstrukci je nutné dbát na to, aby (pokud je to možné) vstupní impedance tohoto transformátoru byla v celém propustném pásmu konstantní. Toho je možno dosáhnout při činiteli vazby asi $kQ = 0,7$. Při větším činiteli vazby má vstupní impedance pásmové propustnosti vždy „dvojhrbý“ charakter. Proto se pak během kmitočtového zdvihu mění vf napětí na kolektoru směšovacího tranzistoru a tím zpětně i jeho difúzní kapacita. Změny difúzní kapacity mohou, především u kmitajících směšovačů, ovlivnit kmitočet oscilátoru a modulační index se na jedné straně od středního kmitočtu může zmenšit a na druhé straně zvětšit. Z tohoto důvodu bývá od určité úrovně vstupního vf napětí modulační informace zkreslená.

Z hlediska uvedeného zkreslení by byl nejvýhodnější jednoduchý laděný obvod v kolektoru směšovacího tranzistoru. Ovšem z hlediska jakostního příjmu je nutno dokonale odfiltrovat z výstupního mf signálu zbytky napětí oscilačního kmitočtu; proto se výstupní obvod řeší obvykle jako pásmová propust.

Vysvětleme si ještě škodlivost průniku oscilačního napětí do mf zesilovače. Například velmi jakostní jednotku VKV, u níž má být velmi potlačen zrcadlový kmitočet, realizujeme třeba tak, že použijeme jak průběžně laděný úzkopásmový vstup, tak i průběžně laděnou pásmovou propust v mezistupni. Při velké jakosti jednotlivých obvodů a při dobrém odstínění vstupního obvodu od směšovače lze zrcadlové kmitočty potlačit dostatečně. Napětí zrcadlového kmitočtu je ovšem dosti velké a může

proniknout na bázi prvního mf tranzistoru nejen po spojích, ale i vzduchem. (To je také jeden z důvodů, proč má být vstupní jednotka VKV dokonale stíněna). Je nutno upozornit na to, že při velkém vstupním signálu může tento signál „projít“ po povrchu krytu vstupní jednotky až na první mf tranzistor. Bude-li oscilační napětí dokonale potlačeno, je vše v pořádku. Objeví-li se však na bázi vstupního mf tranzistorů signál zrcadlového i oscilačního kmitočtu, v tranzistoru se oba signály vzájemně smísí a výsledkem bude horší potlačení signálu zrcadlového kmitočtu. Dále mohou vznikat různé zázněje, může se značně ovlivnit fáze mf kmitočtu, což může např. zcela znemožnit dekódování stereofonního signálu apod. Také šumové poměry se mohou značně zhoršit. V krajním případě se může šumové číslo mf zesilovače natolik zhoršit, že bude značně větší než šumové číslo vstupní jednotky VKV. Tento parazitní šum není navíc při zvětšujícím se vstupním napětí potlačován. Pro dokonalé potlačení oscilačního kmitočtu se první obvod pásmové propusti často řeší jako článek II, k němuž je vhodnou vazbou připojen sekundární obvod. V tomto případě je primární obvod umístěn na vstupní jednotce VKV, zatímco sekundární obvod je na vstupu mf zesilovače [13].

Příklad uvedeného způsobu vazby je na obr. 14. Ve výstupním obvodu kolektoru směšovacího tranzistoru je zapojen sériový odpor 100 Ω , který zamezuje zpětnému směšování a zároveň s kondenzátorem C_1 tvoří dolní propust RC. Laděný obvod na primární straně je řešen jako článek II a je vázán se sekundárním obvodem souosým kabelem. Kondenzátory C_1 a C_2 , kapacita



Obr. 14. Výstupní obvod vstupní jednotky ve tvaru článku II

kabelu a indukčnost L_p tvoří jednak laděný obvod a jednak i zádrž pro signál oscilátoru.

Uvedené rozdělení první pásmové propusti má ještě další výhodu v tom, že jednotka VKV může být připojena na vstup mf zesilovače i velmi dlouhým přívodem, což jinak není možné.

Je-li vazební cívka zemněna přes souosý kabel na vstupní jednotce, můžeme galvanicky oddělit země vstupní jednotky a mf zesilovače. Tato možnost je zvláště výhodná pro potřebu omezit přímé pronikání signálů z krátkovlnných pásem na vstup mf zesilovače; tento jev může totiž podstatně zhoršit šumové číslo celého přístroje.

Ukázka zapojení kvalitní vstupní jednotky

Jako příklad je ukázáno zapojení vstupní jednotky TESLA 1PN 051 03 [18]. Vstupní jednotka 1PN 051 03 je výrobkem n. p. TESLA Bratislava a představuje vysokofrekvenční vstup pro velmi krátké vlny tuneru TESLA ST 100. Kromě toho se hodí jako všestranně použitelná vstupní jednotka VKV velmi dobrých vlastností pro tunery a přijímače stavěné individuálně.

Elektrické zapojení je na obr. 15. Vf zesilovač, směšovač a oscilátor jsou osazeny třemi křemíkovými tranzistory KF125. Germaniový tranzistor GC516 pracuje jako stabilizátor napájecího napětí. Jednotka je laděna trojnásobným otočným vzduchovým kondenzátorem v kmitočtovém pásmu 65,5 až 104 MHz. Vf stupně jsou v zapojení se společnou bází, což zabezpečuje dobrou stabilitu v celém přeladovaném rozsahu. Vf signál z antény je vázán na vstupní laděný obvod symetrickým vinutím L_{101} až L_{104} . Laděný obvod tvoří cívka L_{105} s kondenzátory C_{101} , C_{103} , C_{104} .

Všechny vf laděné obvody, tj. vstupní kolektorový v obvodu T_{101} a oscilační, jsou zapojeny jako články tvaru II. Tím se dosáhlo konstantní šířky pásma v celém kmitočtovém rozsahu a malé změny strmosti automatického doladování (AFC) v obvodu oscilátoru.

Samočinné doladování oscilátoru obstarává kapacitní dioda D_{101} . Na ni se zavádí jednak řídicí napětí z poměrového detektoru, jednak stabilizované stejnosměrné napětí Zenerovy diody D_{103} , která se používá současně jako zdroj referenčního napětí pro stabilizátor napájecího napětí vstupní jednotky (T_{104}). Tranzistor T_{103} pracuje jako oscilátor, jehož stejnosměrný kolektorový obvod je uzavřen tlumivkou L_{111} . Odpor R_{119} spolu s tlumivkou L_{120} zabraňují nežádoucím kmitům oscilátoru mimo určené pásmo. Oscilátorové napětí se odebírá z kolektoru T_{103} a přivádí na směšovač přes kondenzátor C_{120} .

Směšovací stupeň je osazen tranzistorem T_{102} , do jehož báze se přivádí vf napětí z oscilátoru. Cívka L_{110} a odpor R_{107} představují kmitočtově závislý obvod, který změnou oscilátorového napětí vyrovnává zisk vstupní jednotky tak, aby byl v celém pásmu konstantní. Vstupní signál se přivádí na emitor tranzistoru T_{102} . V jeho kolektoru je zapojena pásmová propust, laděná na mf kmitočet 10,7 MHz. Šířka propustného pásma je asi 300 kHz. Indukčnost L_{115} zajišťuje proudovou vazbu mezi primárním a sekundárním obvodem.

Mf napětí na kolektoru T_{102} je při velkých signálech omezováno diodou D_{102} . Při malých signálech je tato dioda uzavřena předpětím z děliče R_{109} , R_{110} , takže zisk jednotky neovlivňuje. Vnitřní stabilizátor napětí umožňuje používat vstupní jednotku při napájecím napětí 9 až 15 V, aniž by se jakkoli měnily její vlastnosti.

Pro dobrou funkci je nezbytné správně impedančně přizpůsobit výstupní obvod jednotky (L_{113} , L_{114} , L_{115} , C_{112} , C_{113} , C_{114}) ke vstupu mf zesilovače. S ohledem na různou vstupní impedanci běžných mf zesilovačů jsou na obr. 15 uvedeny jako příklad tři možné varianty připojení.

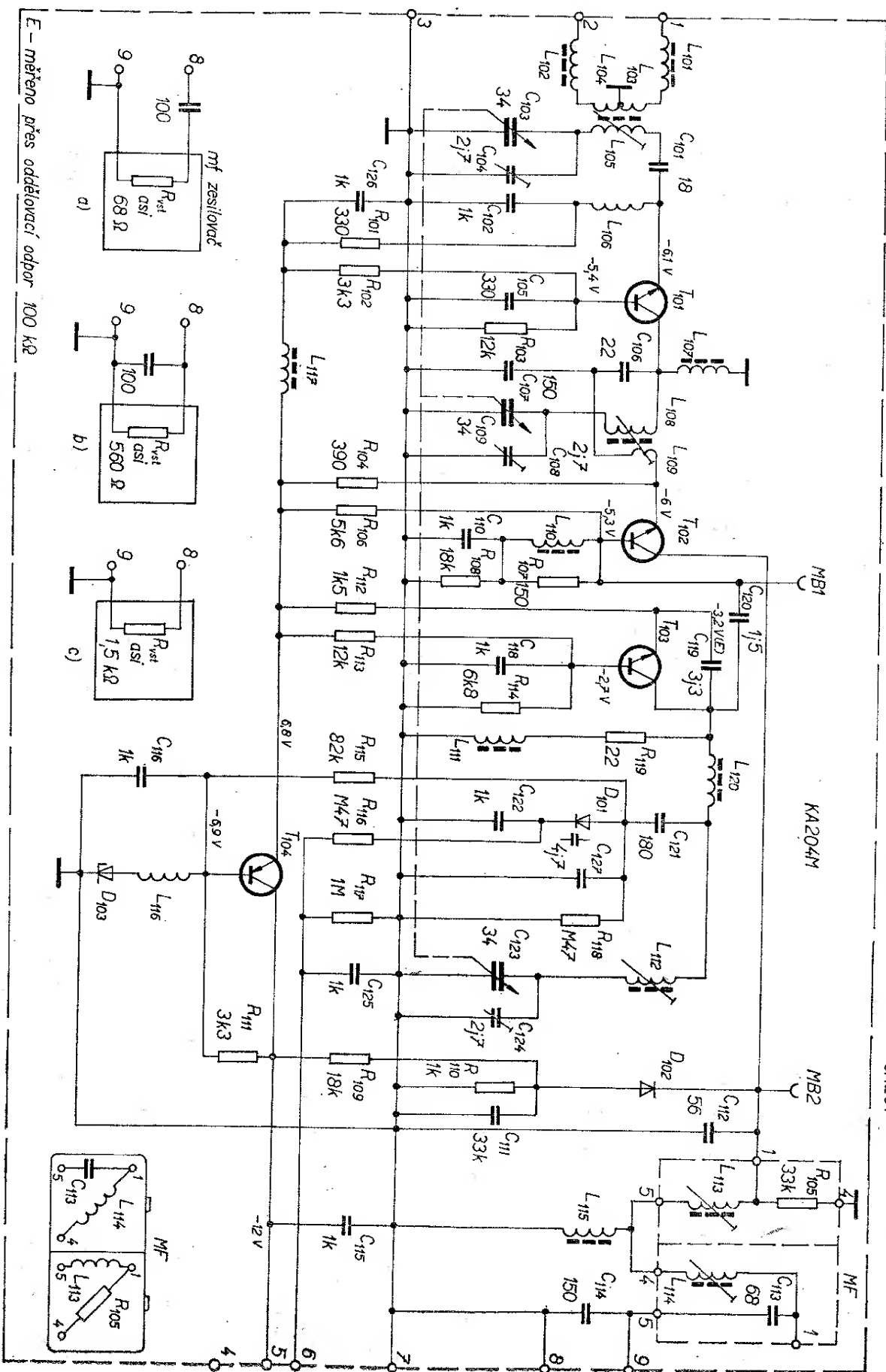


KF125

KF125

GC516
KZ721

GA201

E - měřeno přes oddělovací odpor 100 k Ω Obr. 15. Zapojení vstupní jednotky TESLA IPN 051 03 ($T_{101} = KF125$)

*Technické údaje vstupní jednotky
TESLA 1PN 051 03:*

Osazení: 3 × KF125, 1 × GC516, 1 × KA204M, 1 × KZ721, 1 × GA201.

Napájecí napětí: 9 až 15 V.

Kmitočtový rozsah: 65 až 104,5 MHz.

Mf kmitočet: 10,7 MHz.

Žpůsob ladění: plynulé, otočným kondenzátorem.

Úhel otočení ladicího hřídele: 540°.

Vstupní impedance: 75 Ω (nesym.),
300 Ω (symetr.).

Potlačení mf kmitočtu: > 60 dB.

Potlačení zrcadlového kmitočtu > 40 dB.

Vfcitlivost: (ve spojení s mf zesilovačem tuneru ST 100) 2,5 μV.

Výkonový zisk ($B = 300$ kHz, $U_{vst} = 200$ μV) 75 Ω: ≥ 25 dB.

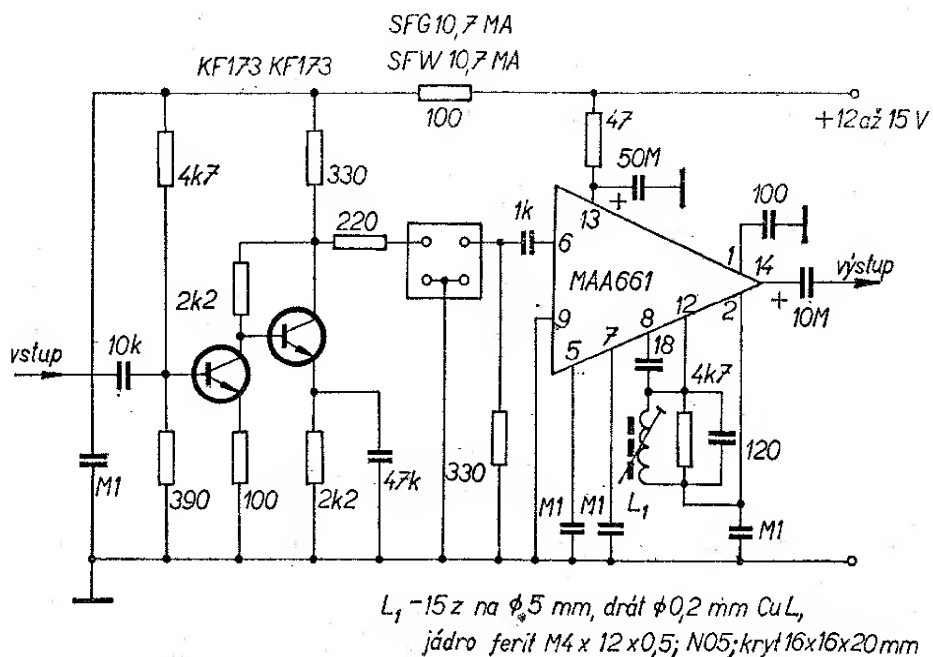
Mezifrekvenční zesilovač

Úkolem mezifrekvenčního zesilovače přijímače VKV je dostatečně selektivně a s minimálním fázovým zkreslením zesílit signál mezifrekvenčního kmitočtu. Mf zesilovač má mít zisk asi 80 až 100 dB, zatímco zisk vstupní jednotky je jen asi 20 dB.

Nejvýhodnější je taková koncepce

zapojení, kdy selektivita, nutná ke správné funkci zesilovače, bude soustředěna v prvním mezifrekvenčním stupni (za směšovačem). Tato koncepce je zvláště výhodná z hlediska potlačení intermodulace a křížové modulace v mf zesilovači. Ostatní stupně pak zesilují bez zvláštních nároků na selektivitu. Selektivita se získává tzv. filtry soustředěné selektivity. Tyto filtry jsou krystalové, piezoelektrické nebo LC, tvořené soustavou laděných obvodů. Takto získaná selektivita má mnoho předností před selektivitou, získanou pásmovými propustmi, zapojenými mezi jednotlivé aktivní prvky.

Obvody soustředěné selektivity se vyznačují příznivým průběhem skupinového zpoždění, který je při stejné selektivitě lepší než u klasických obvodů. Jistou výhodou je také velmi dobrá reprodukovatelnost při sériové výrobě a možnost optimálně nastavit filtr předem. Další stupně mf zesilovače za obvodem soustředěné selektivity lze pak konstruovat bez zvláštních nároků na selektivitu. Z toho vyplývá, že není třeba neutralizovat, a že parametry tranzistorů nemají prakticky žádný vliv na přenosové vlastnosti takto řešeného zesilovače. Jinými slovy, při přebuzení mf zesilovače se přenosová charakteristika nedeformuje.



Obr. 16. Zapojení jednoduchého integrovaného mf zesilovače

Obvody soustředěné selektivity nacházejí široké uplatnění v tunelech a přijímačích VKV poslední generace, charakterizovaných používáním nejmodernějších integrovaných obvodů. Zde ani nelze jednotlivé aktivní prvky vázat na sebe pomocí laděných obvodů, tranzistory jsou totiž galvanicky vázány přímo v pouzdru integrovaného obvodu.

Integrované obvody mohou také zajistit dokonalé a symetrické amplitudové omezení bez nežádoucích fázových posuvů. Dokonalé amplitudové omezení zabráňuje zkreslení přenášeného stereofonního signálu vlivem parazitní amplitudové modulace, vznikající již z části na vysílací straně. Parazitní amplitudová modulace může také vzniknout rušením sousedním vysílačem, nebo vlivem šíření přijímaného signálu po více dráhách (odrazy). Protože kmitočtové detektory jsou citlivé na změnu amplitudy, je nutno zajistit konstantní úroveň mF signálu ještě před vlastním demodulátorem.

Na obr. 16 je jako příklad zapojení jednoduchého integrovaného mF zesilovače s piezoelektrickým filtrem.

Stereofonní dekodér [14, 15]

Účelem stereofonního dekodéru v přijímači je oddělit oba vysílané stereofonní akustické signály, sloučené v signálu multiplexním. Dekodér je zařízení, zasahující svou funkcí přímo do přenosové cesty. Dekodér mívá celou řadu nežádoucích vlastností, z nichž jmenujme v první řadě přeslechy, dále harmonické zkreslení a zbytky multiplexního signálu (MPX) spolu se zbytkem subnosné vlny na výstupu. Stejně rušivé je i intermodulační zkreslení a výskyt kombinačních tónů, které mohou dosáhnout dosti značné úrovně. Je proto nutné, aby dekodér měl takové vlastnosti, aby se nestal omezujícím článkem přenosového řetězce.

Různé typy dekodérů se v zásadě mohou lišit jednak způsobem demodulace signálu MPX a jednak typem obnovovačů pomocné nosné vlny.

Nejrozšířenějším způsobem demodulace je dnes časový multiplex. U deko-

dérů s časovým multiplexem ovládá obnovená pomocná nosná vlna ve vhodných časových okamžicích elektronický přepínač, rozděluje vstupní signál na dva signály výstupní. Při správné synchronizaci se na jednom výstupu objeví impulsy, příslušející jen levému akustickému kanálu, na druhém výstupu pak impulsy pravého kanálu. Impulsy zpravidla nabíjejí kondenzátory, z nichž se „vyhlazené“ signály vedou do dalších obvodů.

Obnovovač pomocné nosné vlny

Úkolem obnovovače pomocné nosné vlny je vytvářet pomocnou nosnou vlnu s dostatečnou amplitudou a s požadovanou fází a to z požadovaného pilotního signálu. U klasického obnovovače je signál pilotního kmitočtu laděnými obvody filtrován a zdvojen na kmitočet 38 kHz. Kmitočet lze zdvojit buď dvoucestným usměrněním nebo laděným zesilovačem, pracujícím ve třídě B nebo C. K obnovení kmitočtu 38 kHz lze použít i přímossynchronizovaný oscilátor nebo oscilátor s automatickou fázovou synchronizací.

Srovnajme nyní jednotlivé typy obnovovačů. U klasického způsobu (zdvojení kmitočtu) je velkým problémem kvalitní filtrace pilotního signálu. V laděných obvodech před zdvojovačem, který pracuje nelineárně, je třeba co nejvíce potlačit signály všech kmitočtů kromě pilotního. Jinak při zdvojení dojde k parazitní fázové i amplitudové modulaci obnovené nosné vlny. Fázová modulace ovlivňuje správné okamžiky přepínání a výsledkem jsou interference, jejichž intenzita se zvětšuje se zvyšujícím se kmitočtem modulace (protože se zvyšujícím se kmitočtem se zmenšuje selektivita obnovovače). Pro snesitelnou úroveň těchto interferencí je třeba zaručit selektivitu obnovovače pro kmitočty 15 kHz a 23 kHz alespoň —40 dB, raději však ještě lepší. Pro praxi z toho vyplývá nutnost použít v obnovovači laděné obvody s velkou jakostí Q . Negativním důsledkem je však větší nestabilita těchto obvodů z hlediska driftu fáze (a tedy i větší přeslechy mezi kanály).

Vliv nekompensované fázové chyby na přeslechy je v tab. 1.

Tab. 1. Vliv nekompensované fázové chyby na přeslechy

Fázová chyba kmitočtu 19 kHz [°]	Dosažitelné přeslechy [dB]
1,0	—82,5
2,5	—54,5
5,0	—42,0
10,0	—30,0
15,0	—23,0

Přimosynchronizované oscilátory se již nepoužívají, protože ke kvalitní demodulaci stereofonního signálu je třeba, aby obnovená nosná vlna měla fázi určenu s přesností $\pm 1^\circ$ – to však nemůže přimosynchronizovaný oscilátor zaručit.

Obnovovač s AFS používá místní oscilátor, automaticky fázově synchronizovaný se vstupním pilotním signálem. Systém může mít velmi úzké propustné pásmo, takže se neprojeví rušivé šumová složka vstupního signálu. Lze vyjmenovat několik výhod systému s AFS před obnovovačem s laděnými obvody:

- oscilátor s AFS je systém s uzavřenou smyčkou, takže veškeré změny (např. teplotní, změny hodnot součástek apod.) se samy korigují. V systémech bez vazby mezi vstupem a výstupem ke korekci nemůže dojít, jejich chyby mohou být omezeny pouze použitím kvalitních součástek a pečlivým nastavením;
- záznějů vzniká velmi málo, protože synchronizační smyčka je úzkopásmová. Parazitní fázová modulace přepínacího signálu 38 kHz se může vyskytnout jen při nízkých kmitočtech. Systém se tedy chová jako laděný obvod s extrémně velkou jakostí, ovšem bez jeho nedostatků (špatná fázová stabilita);
- systém s AFS se nastavuje jednoduchým způsobem – k nastavení stačí pouze stejnosměrný voltmetr.

Kompensace přeslechů

Ke kvalitnímu oddělení stereofonních kanálů je nutné, aby bylo kompenzováno zmenšení úrovně obou postranních pásem, způsobené přijímačem a zmenšení úrovně rozdílové složky, k němuž dochází při dekódování. Většinou se obě uvedená zmenšení (pro jednoduchost) kompenzují pouze jediným kompenzačním obvodem. Tento způsob ovšem není nejvýhodnější, protože zmenšení úrovně rozdílové složky při dekódování, způsobující tzv. základní přeslech dekodéru, je kmitočtově nezávislé – na rozdíl od zmenšení úrovně signálu postranních pásem.

Princip kompenzace spočívá v tom, že se do přeslechového kanálu přivede signál se stejnou amplitudou i fází, jaké má základní přeslech. Opačná je pouze polarita signálu. Nepatrných přeslechů v celém přenášeném akustickém pásmu lze dosáhnout jen tehdy, budou-li amplituda i fáze kompenzačního signálu kmitočtově nezávislé. Splnit tento požadavek není však jednoduché. Mají-li být přeslechy lepší než -40 dB, vyžaduje to totožnost amplitud asi $\pm 5\%$ a totožnost fáze s chybou několika málo stupňů.

Příklad zapojení jednoduchého stereofonního dekodéru

Jako příklad jednoduchého stereofonního dekodéru [16] je na obr. 17 zapojení, které v různých obměnách tvoří základ běžných komerčních dekodérů.

Základní technické parametry dekodéru

Napájecí napětí: 12 V.

Odběr proudu: 8,5 mA.

Vstupní impedance: 200 k Ω /15 pF.

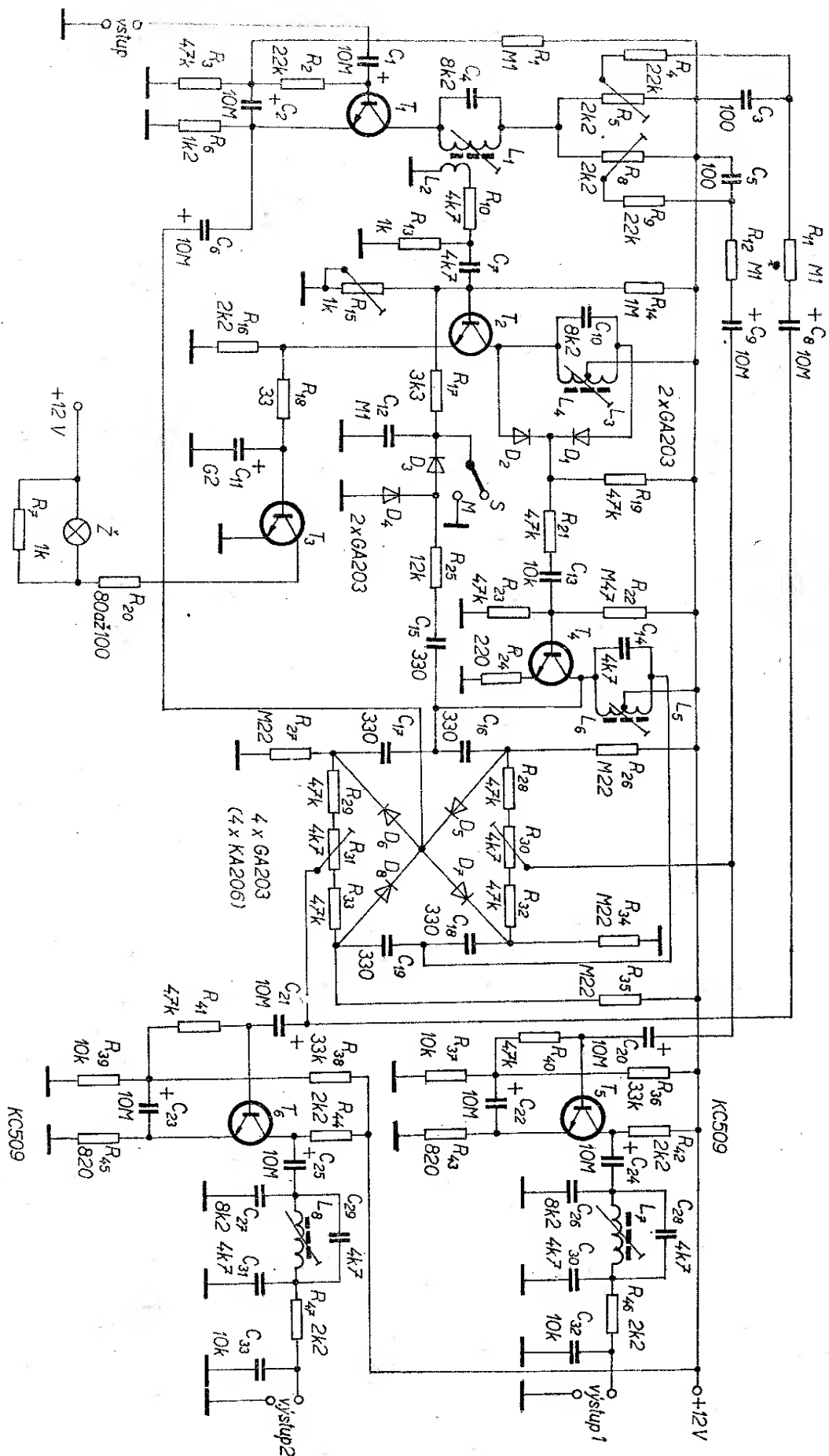
Výstupní impedance: 22 k Ω .

Vstupní efektivní úroveň signálu MPX¹⁾: 40 až 400 mV.

Zesílení²⁾: 1,1.

¹⁾ Uvažovaná modulační obálka signálu MPX.

²⁾ Poměr mezi úrovní výstupního signálu a úrovní odpovídající modulační obálce signálu MPX.



Obr. 17. Zapojení jednoduchého stereoformního dekodéru

Přeslechy v pásmu 100 Hz až 12 kHz:
lepší než 46 dB;

v pásmu 30 Hz až 15 kHz:
lepší než 40 dB.

Harmonické zkreslení: 0,5 % ($f = 1$ kHz).

Potlačení signálu 19 kHz³⁾: lepší než 42 dB; 36 dB.

Potlačení signálu 38 kHz³⁾: lepší než 52 dB; 40 dB.

Zapojení a funkce dekodéru

Dekodér je osazen šesti tranzistory a osmi diodami. Multiplexní signál (MPX) přichází přes kondenzátor C_1 na bázi prvního tranzistoru, který plní dvě funkce. Jednak pracuje jako měnič impedance pro signál MPX (v režimu emitorového sledovače), jednak selektivně zesiluje signál pilotního kmitočtu. Vstupní impedance je zvětšena silnou zápornou zpětnou vazbou v emitoru T_1 (C_2 , R_2) asi na 200 k Ω , což je nutné k nezkrácení přenosu potřebného kmitočtového spektra z hlediska amplitudy i fáze. Velká vstupní impedance zaručuje také nerušenou funkci předcházejících obvodů.

Z obvodu L_1 , C_4 v kolektoru T_1 se přes vazební vinutí L_2 odebírá pilotní signál pro další stupeň (obvod L_1 , C_4 je laděn na kmitočet 19 kHz). Část signálu MPX s opačnou fází se odebírá pro další využití (ke kompenzaci přeslechů) z odporových trimrů R_5 a R_8 přes korekční obvody R_4 , R_{11} , C_3 , popř. R_9 , R_{12} , C_5 . Tyto korekční obvody výrazně zlepšují přeslechy v oblasti kmitočtů 10 až 15 kHz. Uspořádání dovoluje nezávisle kompenzovat přeslechy obou kanálů.

Signál MPX se z emitoru T_1 vede do vlastního demodulátoru, který pracuje na principu elektronického přepínače. Z vazebního vinutí L_2 se pilotní signál vede přes obvod R_{10} , R_{13} , C_7 na bázi tranzistoru T_2 . Uvedený obvod jednak upravuje amplitudu pilotního signálu na potřebnou velikost, jednak

³⁾ Horší údaje odpovídají měření bez vstupního filtru.

spolu s R_{17} a C_{12} natáčí fázi tak, aby se vykompenzoval fázový posuv, vzniklý zdvojením pilotního signálu. Tranzistor T_2 je zapojen jako selektivní zesilovač. Jeho kolektorový obvod (L_3 , L_4 , C_{10}) je laděn na kmitočet 19 kHz. Zesílený pilotní signál se přivádí na dvojici diod D_1 , D_2 , na nichž zdvojením vzniká signál pomocného nosného kmitočtu 38 kHz, který se přes R_{21} a C_{13} přivádí na bázi tranzistoru T_4 . Odpor R_{21} zmenšuje vliv vstupní impedance T_4 na jakost laděného obvodu L_3 , L_4 , C_{10} .

Signál pomocného nosného kmitočtu má ovšem pulsující charakter. Správného tvaru a amplitudy se dosáhne až po zesílení tranzistorem T_4 s laděným kolektorovým obvodem L_5 , L_6 , C_{14} (38 kHz). Do vlastního demodulátoru je signál pomocné nosné vlny přiveden až z tohoto obvodu.

Je známo, že pro bezvadný stereofonní příjem je zapotřebí několikrát (přibližně desetkrát) větší vf napětí, než pro stejně kvalitní příjem monofonní. To je dáno jednak poměrem zdvihů a jednak činitelem vyjadřujícím pronikání šumu z rozdílového kanálu. Připočteme-li zmenšení zdvihu o 10 % při stereofonním vysílání, bude při stereofonním signálu při stejném vstupním napětí poměr signál/šum horší o 22 dB.

Mimoto obsahuje šumové spektrum na výstupu kmitočtového detektoru i kmitočty kolem 19 kHz, které by mohly v dekodéru vytvářet parazitní pomocnou nosnou vlnu. (Tento případ může nastat i při monofonním příjmu, jehož modulační signál může rovněž obsahovat kmitočty kolem 19 kHz.) Uvedené jevy nepříznivě ovlivňují kvalitu signálu na výstupu dekodéru. Nežádoucí vlastnosti odstraňujeme obvody, umožňujícími nastavit prahovou citlivost pro pilotní signál 19 kHz (tzv. prahová automatika).

K tomuto účelu se z laděného obvodu L_5 , L_6 , C_{14} odebírá část signálu pomocného nosného kmitočtu a vede se přes C_{15} , R_{25} k diodovému detektoru D_3 , D_4 . Vzniklá stejnosměrná složka je pro filtraci (C_{12} , R_{17}) přivedena na bázi T_2 . Pracovní bod tohoto tranzistoru se na-

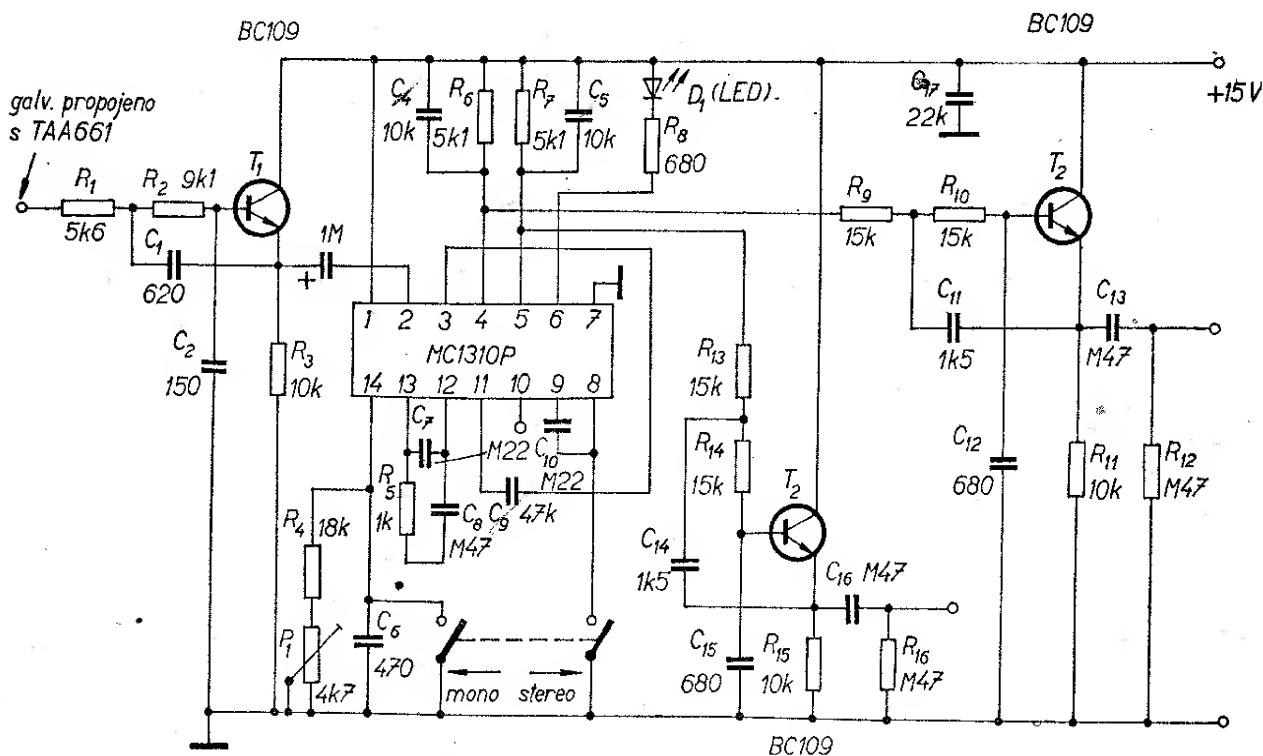
stavuje trimrem R_{15} tak, aby T_2 pracoval ve třídě C. Slabé šumové napětí nestačí potom tranzistor otevřít, a neobjeví se tedy ani na výstupu. Bude-li však na vstupu dekodéru dostatečně silný multiplexní signál, kladná půlvlna pilotního napětí otevře tranzistor T_2 a napětí pomocné nosné vlny se objeví na kolektoru T_4 . Celý pochod se dále opakuje, tj. část napětí pomocné nosné vlny se po usměrnění dostane na bázi T_2 atd. Děj ovšem proběhne lavinovitě. Změny pracovního režimu T_2 (ze třídy C na zesilovač třídy A) se dále využívá k indikaci pilotního signálu (a tím i k indikaci přítomnosti stereofonního signálu): napěťový úbytek na odporu R_{16} řídí přes R_{18} proud báze tranzistoru T_3 , v jehož kolektoru je zapojena indikační žárovka \mathcal{Z} . Pokud T_2 pracuje ve třídě C, je T_3 uzavřen (žárovka nesvítí). Během posuvu pracovního bodu T_2 se T_3 otevírá; v konečné fázi je T_3 zcela otevřen a žárovka v jeho kolektoru se rozsvítí.

Kondenzátor C_{11} v bázi T_3 zabraňuje náhlému přepnutí a „kmitavému“ přepínání při signálech na mezí citlivosti. Odstraňuje také nebezpečí vzniku ru-

šivých zvuků při napěťových skocích na bázích T_2 a T_3 .

Dekodér tedy přepíná monofonní provoz na stereofonní zcela automaticky. Při monofonním příjmu pochopitelně nepřichází na dekódovací obvody signál pomocné nosné vlny. Aby přitom nevzniklo zkreslení vlivem nelinearity přepínacích diod, posouvá se jejich pracovní bod do lineárních částí charakteristiky odpory R_{26} , R_{27} , R_{34} a R_{35} .

Výstupy demodulátorů jsou připojeny na báze tranzistorů T_5 a T_6 . Vstupní impedance těchto zesilovačů signálu levého a pravého kanálu jsou velké vlivem silné záporné zpětné vazby v emitorech. Bude-li se dekodér používat ve spojení se zesilovačem (nebo magnetofonem), osazeným germaniovými tranzistory, je nutné, aby všechny nežádoucí signály vzniklé při dekódování byly dostatečně potlačeny. Jde zejména o potlačení signálu pilotního kmitočtu 19 kHz, signálu pomocného nosného kmitočtu 38 kHz a spektra postranních pásem 23 kHz až 53 kHz. Z uvedených signálů je pouze signál pomocného nosného kmitočtu 38 kHz dostatečně účinně potlačen sa-

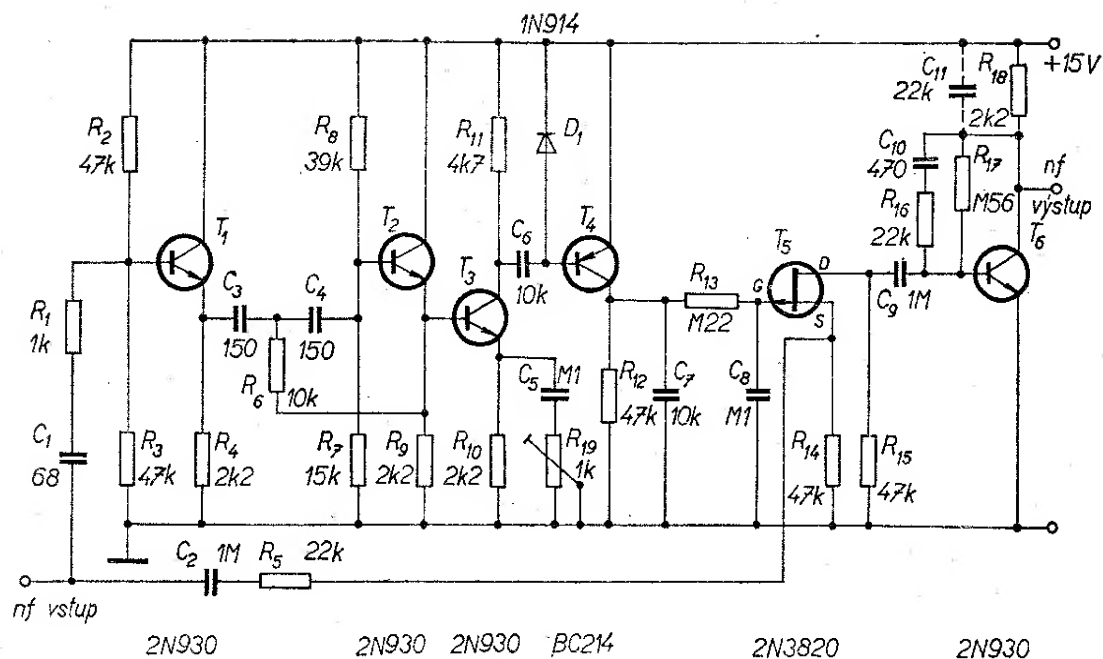


Obr. 18. Zapojení integrovaného dekodéru s AFS

Popsaný stereofonní dekodér je díky své jednoduchosti a kvalitě jedním z nejpoužívanějších typů v současných profesionálních zařízeních.

Na obr. 19 je poněkud neobvyklý, avšak velmi účinný a stabilní obvod automatického doladění kmitočtu

R_K $\frac{6}{75}$ • 23



Obr. 20. Obvod tichého ladění

Na obr. 20 je zapojení obvodu tichého ladění, které je zvláště vhodné ve spojení s mf zesilovačem, osazeným obvodem MAA661. Pro vyhodnocení kvality přijímané stanice se zde využívá šumu na výstupu kmitočtového detektoru obvodu MAA661. Není-li totiž zapojen obvod deemfáze, bude šumové spektrum zasahovat až nad 100 kHz. Naznačený obvod zesiluje šumové spektrum v oblasti nad 100 kHz a po detekci získaná stejnosměrná složka je použita k ovládání tranzistoru T_5 .

První stupeň s tranzistorem T_1 pracuje jako emitorový sledovač. Druhý stupeň s tranzistorem T_2 je zapojen jako aktivní horní propust s mezním kmitočtem 100 kHz. Detekční tranzistor T_4 se otevře, bude-li na výstupu zesilovače mezivrcholové napětí alespoň 1,4 V. Získaná stejnosměrná složka je po filtraci dolní propustí přivedena na řídicí elektrodu tranzistoru T_5 . Tento tranzistor FET s kanálem typu p bude propouštět nf signál pouze tehdy, bude-li šumové napětí malé (kvalitní signál). V opačném případě bude uzavřen (tj. nf signál nemůže projít) stejnosměrnou složkou usměrněného šumového napětí.

Obvod deemfáze je zapojen obvyklým způsobem na výstupu stereofonního

dekodéru nebo zapojením kondenzátoru C_{11} na výstupu obvodu tichého ladění (jen pro monofonní tuner).

Na obr. 21 je ukázána možnost, jak získat napětí obou polarit, máme-li k dispozici napájecí zdroj s usměrňovacím můstkem. Tuto možnost zvláště ocení ten, kdo staví FM tuner jako doplněk k nf zesilovači. Napájecí zdroje nf zesilovačů mají obvykle jako „zemničí“ pól zápornou větev napětí a u tunerů FM (zvláště u vstupních jednotek) se někdy požaduje uzemnění kladné větve. Nechceme-li stavět další zdroj, můžeme s výhodou použít uvedené zapojení.

Stabilita přijímače a její kontrola [17]

Jednou z častých příčin nekvalitního příjmu je nedostatečná stabilita jednotlivých dílů přijímače, popř. přijímače jako celku. Je známo, že zesilovač, který je těsně před nasazením oscilací, má značný šum. Bude-li mít předzesilovač ve vstupní jednotce uvedenou vlastnost, bude značně zhoršovat šumové poměry celého přijímače. Navíc je možné, měříme-li přijímač pomocí vf generátoru, že bude vše zdánlivě v pořádku, při připojení antény se však značně zvětší šum, případně dojde i k oscilacím. Je-li

totíž vstupní jednotka připojena ke generátoru, budou anténní svorky přijímače zatíženy žádanou jmenovitou impedancí a předzesilovač bude stabilní; po připojení antény, která nemusí mít (obvykle také nemá) požadovanou impedanci, se stabilita může značně zhoršit. Proto je nutno po skončení nastavování vždy ověřit stabilitu vstupní jednotky. Je také ovšem žádoucí prověřit i stabilitu mf zesilovače; důvodem jsou možné parazitní zpětné vazby, většinou vlivem špatného uzemnění, které mohou deformovat přenosovou charakteristiku mf zesilovače. Nejčastějším projevem nestability je nadměrné zúžení přenosové charakteristiky a tím i neúměrné zkreslení.

Při vyšetřování stability FM přijímače je možno doporučit tento postup:

1. Kontrola stability mf zesilovače.

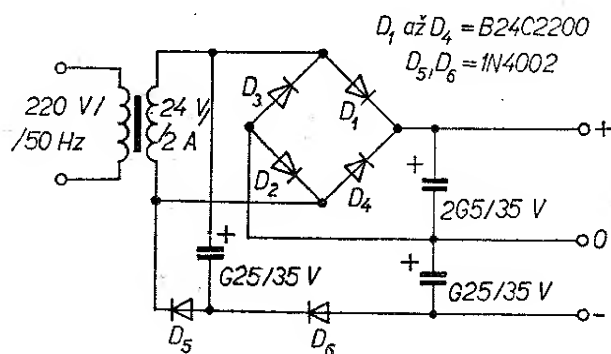
1a. Jestliže se nerozkmitaly jednotlivé stupně nebo celý zesilovač, zkontrolujeme stabilitu zesilovače až po prvním nastavení a změření útlumové charakteristiky, abychom mohli porovnat dosažené vlastnosti s požadovanými. U dobře navrženého a nastaveného zesilovače musí být souhlas požadovaných a dosažených vlastností velmi dobrý. Při tomto i při dalších měřeních a zkoušení je nutno vstupní, výstupní a napájecí přírůdky připojovat vždy pomocí definitivních koncovek a vodičů, které chceme používat trvale. Vyhněme se také různým improvizacím, zejména v připojování měřicího generátoru a měřiče výstupního napětí.

1b. Změříme útlumovou charakteristiku samotného mf zesilovače (bez kmitočtového detektoru) v závislosti na vstupním mf napětí. Měřit začneme s takovým vstupním signálem, při němž právě nasazuje limitace. Pak úroveň vstupního napětí zmenšujeme až do okamžiku, kdy lze ještě charakteristiku zesilovače měřit (jsme omezeni citlivostí použitého měřiče výstupní úrovně). Nemění-li se tvar útlumové charakteristiky při změně vstupního napětí (tj. bude-li zachován tvar i dostatečná šířka propustného pásma, asi 200 až 250 kHz) je vše v po-

řádku. Objeví-li se značné rozdíly (např. zúží-li se podstatně charakteristika a bude-li značně nesymetrická nebo deformovaná), signalizuje to buď parazitní zpětnou vazbu, nebo chybně nastavené laděné obvody.

1c. Změříme útlumovou charakteristiku při značně zmenšeném zesílení (při podstatném zmenšení napájecího napětí). Při zmenšeném zesílení se totiž přestávají uplatňovat i poměrně silné zpětné vazby. Měříme při takové úrovni vstupního napětí, při níž ještě nedochází k omezení signálu (k limitaci). Porovnááme charakteristiku při zmenšeném zesílení s charakteristikou při plném zesílení. Neliší-li se tyto charakteristiky, zesilovač nemá parazitní zpětné vazby. Příčinou případných odchylek od požadovaných vlastností je nutno hledat v nesprávném nastavení laděných obvodů. Budou-li se charakteristiky lišit (míníme tím jejich tvar, nikoli absolutní velikost), znamená to výskyt zpětných vazeb.

1d. Napájecí napětí upravíme na jmenovitou velikost. Změříme průběh křivky S kmitočtového detektoru v závislosti na vstupním mf napětí. Měření začneme s takovou úrovní vstupního signálu, při níž právě dochází k omezení. Pak zmenšujeme vstupní napětí až do okamžiku, kdy lze křivku S ještě měřit nad úrovní šumu. Zvláště si budeme všimnout, jak se mění tvar křivky S při malých vstupních signálech. Je-li vše v pořádku, bude se zmenšovat pouze amplituda vrcholů a zmenší se rovněž jejich vzájemná vzdá-



Obr. 21. Napájecí zdroj se symetrickým výstupem

lenost. Podstatné rozdíly ve tvarech křivky S (např. výrazné zúžení jednoho z vrcholů, nebo jiné nesymetrie) signalizují zpětnou vazbu nebo chybně nastavený kmitočtový detektor (za předpokladu, že zbývající část mf zesilovače je správně nastavena).

1e. Změříme průběh křivky S při značně zmenšeném zesílení a porovnáme jej s průběhem, obdrženým při plném zesílení. Nebudou-li se porovnávané charakteristiky lišit, bude celý mf zesilovač bez parazitních vazeb a případné odchylky jsou způsobeny chybně nastaveným kmitočtovým detektorem. V opačném případě, tj. budou-li se obdržené charakteristiky výrazně lišit, bude to znamenat, že máme co činit s parazitní vazbou v obvodech kmitočtového detektoru.

2. Kontrola stability vstupní jednotky.

2a. Podobným způsobem jako při kontrole stability mf zesilovače budeme postupovat i při kontrole vstupní jednotky. Vstupní signál přivedeme na anténní svorky a na výstupu jednotky (na mf kmitočtu 10,7 MHz) měříme tvar propustné křivky. Měříme jednak při plném zesílení, jednak při zmenšeném zesílení. Budou-li se obě charakteristiky lišit tvarem, znamená to výskyt zpětných vazeb. Pokud tomu tak není, mají případné odchylky příčinu v nesprávném naladění obvodů.

3. Kontrola stability celého tuneru.

3a. Vstupní jednotku připojíme k mf zesilovači. Generátor připojíme na anténní svorky vstupní jednotky a měříme tvar křivky S na výstupu kmitočtového detektoru v závislosti na velikosti vstupního vf napětí. Dále postupujeme jako v bodu 1d. Podstatné rozdíly ve tvarech křivky S signalizují zpětnou vazbu, nebo chybně nastavenou pásmovou propust. Jsou-li samotná vstupní jednotka a samotný mf zesilovač stabilní, je zpětná vazba ve většině případů způsobena chybným uzemněním vstupní jednotky a mf zesilovače.

3b. Změříme tvar křivky S jednak při zmenšeném zesílení celého tuneru a jed-

nak při plném zesílení. Nebudou-li se lišit tvary obdržených charakteristik, je celý tuner bez zpětných vazeb. Případné odchylky jsou způsobeny nesprávně nastavenými laděnými obvody ve vstupní jednotce (je-li správně nastaven mf zesilovač).

3c. Vf generátor připojíme na anténní svorky přes kondenzátor 1 pF a dále budeme postupovat stejně jako v 3a a 3b. Zjistíme-li nestabilitu (někdy se objeví i oscilace), potom je její příčinou většinou nestabilita vf předzesilovače ve vstupní jednotce.

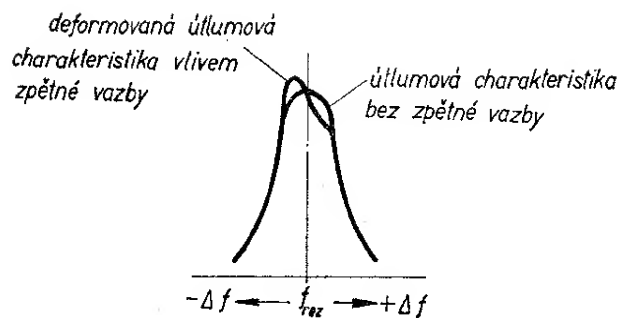
Při všech uvedených měřeních musí mít vstupní signál vždy takovou úroveň, při níž ještě nedochází k omezování. Snímáme-li útlumové charakteristiky při zmenšeném zesílení, je pochopitelné nutno zvětšit úroveň vstupního signálu, ovšem opět jen tak, aby nedocházelo k omezování (bude-li signál omezován, přestanou být výrazné různé parazitní vazby, zákmitý a chyby v nastavení).

Při výskytu nežádoucích zpětných vazeb je možno doporučit následující postup:

1. Nejdříve prozkoumáme, zda se cesty parazitních vazeb neuzavírají vně zesilovače. Často se např. stává, že nedostatečně filtrovaný mf signál proniká z kmitočtového detektoru do dalších obvodů a stupňů a přes napájecí přívody se vrací až na vstup mf zesilovače. V takovém případě je žádoucí zařadit do obvodu detektoru další filtrační člen, např. vf tlumivku. U mf zesilovačů, určených pro stereofonní přijímače, zapojíme na výstup nf signálu provizorně obvod deemfáze.

2. Přezkoušíme pečlivě montáž. Hlavně si všímáme délky „živých přívodů“ k elektrodám aktivních prvků.

3. Lokalizujeme přibližně okruh stupňů, přes něž se uzavírají nejrušivější vazby. Měřicí vysílač připojujeme postupně na báze (případně na emitory, pokud se jedná o zapojení se společnou bází) jednotlivých tranzistorů a snímáme útlumové charakteristiky při plném



Obr. 22. Deformace útlumové charakteristiky mf zesilovače vlivem zpětné vazby

a zmenšeném zesílení; získané údaje pak porovnáváme s teoretickými.

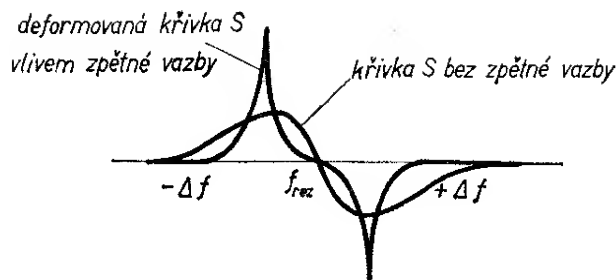
4. Na základě zjištěných závad (např. chybné uzemnění) vypracujeme návrh na vhodnější uspořádání. Všechny potřebné úpravy děláme najednou. Je si totiž nutno uvědomit, že výsledné vlastnosti mohou záviset na působení značného množství parazitních vazeb, které se vzájemně fázově kombinují, takže např. správný dílčí zásah může mít za následek horší stabilitu, převáží-li účinek jiné parazitní vazby, která před zásahem mohla být částečně kompenzována.

5. Po odstranění parazitních vazeb zkontrolujeme celý přístroj při poněkud zvětšeném napájecím napětí. Bude-li vše v pořádku, lze pokládat stabilitu přístroje za dostatečnou.

Při vyhledávání parazitních vazeb s výhodou využijeme té skutečnosti, že kladná zpětná vazba (a ta je právě zdrojem nestabilit) odtlumuje laděné obvody a tím zužuje jejich útlumové charakteristiky. To znamená, že vyhledáváme-li např. správné zemnicí body, budeme hledat takový, při němž je útlumová charakteristika celého tuneru nejširší (můžeme použít i křivku S). Měřit budeme vždy při co nejmenším vstupním signálu.



Kontrolu nebo vyhledávání parazitních vazeb velmi usnadňuje rozmíta-



Obr. 23. Deformace křivky S kmitočtového detektoru vlivem zpětné vazby

ný generátor, neboť při jakémkoli zásahu vidíme okamžitě odezvu.

Pro ilustraci jsou na obr. 22 a 23 typické případy deformace útlumové charakteristiky mf zesilovače a křivky S kmitočtového detektoru.

Seznam literatury

- [1] Smirenin, B. A.: Radiotechnická příručka. SNTL: Praha 1955.
- [2] Janke, E.; Emde, F.: Tabлицы функций с формулами и кривыми. Gostechizdat: Moskva 1950.
- [3] Hodinár, K.; Studničný, M.: Stereofonní přijímače. RK 6/1968.
- [4] Drbal, Z.: Rozhlasová stereofonie. Hudba a zvuk 7/1967.
- [5] Borovička, J.: Přijímače a adaptory pro VKV. SNTL: Praha 1967.
- [6] Demtröder, H.: Zf-Verstärker-Baugruppe „322-0618“. Funktechnik 3/1965.
- [7] Florin, H.: Dimensionierungshinweise für stereotüchtige Zf-Verstärker. Radio und Fernsehen 11/1965.
- [8] Kryška, L.: Potřebná šířka propustného pásma stereofonního mf zesilovače. AR (v tisku).
- [9] Mullard Technical Communications č. 199, červenec 1973.
- [10] Navrátil, J.: Soustředěná selektivita. AR 5/1962.
- [11] Fadrhons, J.: Křížová modulace v KV přijímači. AR 3/1966.
- [12] Kvítek, E.; Slezák, J.; Staněk, M.: Vstupní obvody přijímačů. SNTL: Praha 1964.
- [13] Kristofovič, G.: Vstupní díly pro VKV přijímače. Technická zpráva č. 65, Kovoslužba 1973.

- [14] Mack, Z.: Dekodéry pro rozhlasovou stereofonii. Hudba a zvuk 8 a 9/1967.
- [15] Portus, R.; Haywood, A.: Phase locked stereodecoder. Wireless World září 1970.
- [16] Mack, Z.; Kryška, L.: Stereofonní dekodér pro nejvyšší nároky. Hudba a zvuk 4 až 8/1971.
- [17] Barták, S.; Michal, J.; Philipp, Z.: Mezifrekvenční zesilovače. SNTL: Praha 1963.
- [18] Hi-Fi stereofonní tuner ST100. Sdělovací technika 5/1972.

Tuner-kit 74 Stereo

Základní koncepce zapojení tuneru FM

Při volbě koncepce zapojení tuneru FM musíme vždy vycházet z optimalizace zapojení z hlediska intermodulačních a křížových signálů. Z tohoto důvodu je bezpodmínečně nutné, aby použitá jednotka VKV měla vždy vstupní, průběžně laděný obvod. Tento požadavek je téměř nutný, budeme-li jednotku koncipovat jako jednotku s velkou přeladitelností. Vstupní obvod nemusí být příliš úzkopásmový – od vstupního obvodu požadujeme především určitou vstupní selektivitu a dobré přizpůsobení k impedanci antény. Tohoto přizpůsobení v celém požadovaném pásmu (65,5 až 104 MHz) lze dosáhnout pouze průběžně laděným obvodem.

Mezistupňový obvod je pak vhodné volit jako pásmovou propust, na níž lze dosáhnout velmi dobrého potlačení zrcadlových a ostatních parazitních signálů. Současně tento obvod lépe potlačuje i signál mezifrekvenčního kmitočtu. Protože pásmová propust má poměrně velmi značnou strmost boků přenosové charakteristiky lze předpokládat, že parametry jednotky VKV s pásmovou propustí budou nejméně o řád lepší, než parametry jednotky s jednoduchým laděným obvodem.

Dobrá jednotka VKV má mít zhruba následující parametry:

potlačení zrcadlového kmitočtu: asi 50 až 70 dB;

potlačení kmitočtu $f_p + 1/2 f_{mf}$: asi 70 dB;

potlačení signálu mf kmitočtu: asi 80 až 90 dB;

činitel stojatých vln: max. 1,5.

Úmyslně jsme si zde v první řadě uvedli odolnost vůči parazitním příjmům. Nemá totiž cenu konstruovat jednotku VKV s velkou citlivostí pro daný odstup signálového výkonu od výkonu šumového, když slabé stanice budou rušeny silným místním vysílačem. Na druhém místě musí jednotka splňovat i určité požadavky na citlivost a zesílení.

U kvalitní jednotky VKV mají být splněny následující parametry:

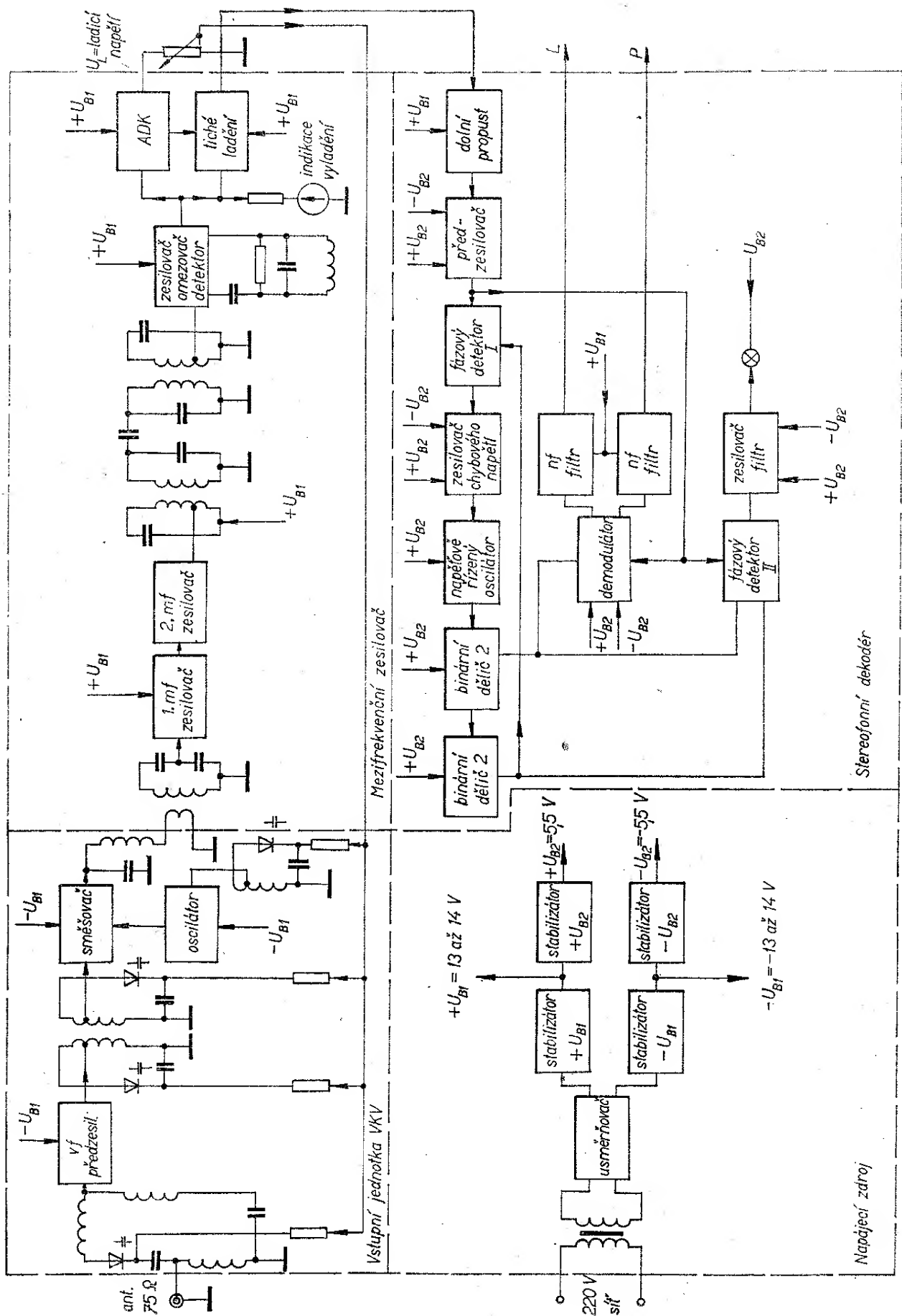
citlivost pro odstup výkonu
signálového a šumového -26 dB: asi
1 až 1,5 μ V;

šumové číslo: asi 5 až 7 kT_0 ;

výkonový zisk: asi 20 dB.

Dalším z důležitých požadavků na jednotku VKV je možnost zpracovat velmi silné signály. Tento požadavek již sám od sebe určuje koncepci jednotky vzhledem ke směšovači a oscilátoru – vyžaduje zapojení s odděleným oscilátorem. Použije-li se totiž běžný kmitající směšovač, není možno, bez zavedení účinného automatického vyrovnání zesílení pro vstupní obvod, zpracovat v napětí větší než asi 50 mV.

Na základě uvedeného rozboru bylo navrženo a realizováno zapojení jednotky VKV tak, jak je uvedeno na blokovém schématu na obr. 24. Zvláštní pozornosti zasluhuje poměrně neobvyklé zapojení průběžně laděného vstupního obvodu. Jak je vidět ze zapojení, skládá se tento obvod kromě ladicích kapacit ze tří nezávislých cívek, z nichž dvě jsou vzduchové – samonosné a zbývající je dolaďována feritovým jádrem. Cívky nemají žádnou vzájemnou indukčnost. Důsledkem toho je snazší realizace a lep-



Obr. 24. Blokové zapojení tuneru

ší reprodukovatelnost přístroje vzhledem k běžným zapojením, u nichž např. anténní cívka je navinuta na společném tělísku s cívkou rezonančního obvodu.

Ladění varikapy umožňuje řešit přímým požadovaného kmitočtového pásma průběžným laděním nejvýhodněji. Navíc ladění varikapy umožňuje zavést automatické doladění kmitočtu do všech laděných obvodů. Varikapy dále umožňují přepínat požadovaná pásma velmi jednoduchým způsobem, popř. použít dálkové ovládání, automatické ladění nebo předvolbu stanic.

Dalším z dílů, který určuje jakost přijímače, je mezifrekvenční zesilovač; i u něho musíme dodržet několik základních požadavků, především musí mít vhodnou šířku propouštěného pásma. Pokud budeme tuner řešit jako stereofonní, bude vhodná šířka pásma asi 200 až 240 kHz. Za druhé musí mít dostatečnou strmou rezonanční charakteristiku. Zde bude minimálním požadavkem potlačení signálu o kmitočtu 300 kHz vzdáleném od středního kmitočtu rezonanční charakteristiky mezifrekvenčního zesilovače asi -40 dB. Mimo požadavků na selektivitu je nutné zajistit dokonalé symetrické omezení amplitudy mf signálu bez parazitních fázových posuvů.

Řešení, které splňuje uvedené požadavky na mf zesilovač je na obr. 24. Požadavky na selektivitu splňuje filtr soustředěné selektivity. Vzhledem k tomu, že na domácím trhu není možno obdržet ani krystalové ani keramické filtry, je pouze jedno východisko – vícenásobný filtr LC. V popisovaném tuneru se ukázal jako vhodný kompromis mezi selektivitou a obtížností při realizaci filtru obvod soustředěné selektivity, složený ze čtyř laděných obvodů. Dokonalé omezení amplitudy a detekci zajišťuje integrovaný obvod TESLA MAA661.

Zesílení integrovaného obvodu by ovšem nestačilo zajistit kvalitní omezení amplitudy. To je také důvod, proč je zařazen před filtr soustředěné selektivity dvoustupňový tranzistorový zesilovač s vazbou RC.

Dalším dílem, na němž bude záviset jakost stereofonního příjmu, je stereofonní dekodér. Na tomto místě je nejvýhodnější použít dekodér, který je vybaven obnovovačem pomocné nosné vlny s automatickou fázovou synchronizací (AFS). Obnovovač s AFS je schopen plnit ty nejnáročnější požadavky. Obnovovač s AFS používá místní oscilátor, automaticky fázově synchronizovaný se vstupním pilotním signálem. Systém má pro pilotní signál velmi úzké propustné pásmo, takže se neprojeví rušivě šumová složka vstupního signálu. Velmi úzké propustné pásmo je také důvodem, proč u obnovovače s AFS vzniká méně parazitních záznamů, než u obnovovačů klasického typu. Obnovovač s AFS je (jak již bylo uvedeno) systémem s uzavřenou zpětnovazební smyčkou, takže veškeré změny (například teplotní, změny hodnot součástek apod.) se korigují samy. V systémech bez vazby mezi vstupem a výstupem ke korekci nemůže dojít, jejich chyby mohou být omezeny pouze použitím kvalitních součástek a pečlivým nastavením. Jednou z velkých výhod obnovovače s AFS je jednoduchost nastavení, při dobrých součástkách k tomu postačí pouze stejnosměrný voltmetr. U klasického provedení obnovovače se neobejdeme bez stereofonního generátoru; tento přístroj je ovšem pro většinu konstruktérů těžko dostupný.

Dalšími obvody, jimiž je dnes vybaven každý kvalitní tuner, je obvod automatického doladování kmitočtu (ADK) a obvod tichého ladění.

V tuneru, který je laděn kapacitními diodami, jsou při automatickém doladování současně doladovány všechny obvody vstupní jednotky VKV. Při použití ladicího kondenzátoru lze pro ADK uplatnit pouze obvod oscilátoru, ostatní obvody se pak již nedoladují. Důsledkem je, že pro mezní případ automatického doladování je v obvodech značný nesouběh, jehož důsledkem je menší citlivost tuneru a horší činitel stojatých vln na jeho vstupu. V popisovaném přístroji se k ladění tuneru používají kapacitní diody – varikapy – takže souběh je zajištěn. Při skutečné

realizaci obvodu ADK bylo zvoleno jednoduché zapojení, v němž paralelní tranzistor ovládá velikost ladicího napětí.

Obvod ADK je dále doplněn omezovačem ovládacího napětí na výstupu mf zesilovače. Omezovač (limiter) zaručuje vhodný rozsah ADK. Je-li totiž rozsah ADK příliš velký, je nebezpečí, že např. při zmenšení síly pole přijímané stanice může automatika doladit sousední stanici.

Pro obvod tichého ladění bylo zvoleno zapojení, které sice není obvyklé, ale je velmi výhodné při spojení s mf zesilovačem, osazeným integrovaným obvodem MAA661. Na rozdíl od běžných způsobů, při nichž se obvody tichého ladění ovládají napětím odvozeným od síly signálu, je v tomto přijímači použit obvod, který vyhodnocuje poměr síly signálu k šumu. Výhodou tohoto způsobu je, že k ovládání obvodu tichého ladění využívá pouze výstupního nf signálu. Kdybychom chtěli vyhodnotit sílu signálu, museli bychom zbytečně zvětšovat zesílení ve vstupní části mf zesilovače (před obvodem MAA661). Ovšem zbytečně velký zisk mf zesilovače nepřináší žádné výhody (jak se často mylně soudí), spíše naopak jen starosti – např. jak zachovat stabilitu celého zařízení.

Základní technické parametry tuneru

Kmitočtový rozsah: 65,5 až 73,5;
88 až 100 MHz.

Citlivost pro odstup

signál / šum 26 dB: < 3,5 < 2 μ V.

Šumové číslo*: 6,5 4,0 kT_0 .

Šířka pásma: 200 kHz.

Potlačení mf kmitočtu 10,7 MHz: > 50 dB.

Potlačení kmitočtu $f_p + \frac{1}{2}f_{mf}$: > 80 dB.

Potlačení zrcadlového kmitočtu: > 75 dB.

Přeslechy mezi kanály na 1 kHz: —40 dB.

Počet integrovaných obvodů: 4.

Počet tranzistorů: 37.

Počet diod: 29.

*(měřeno ve sladovacích bodech).

Zapojení jednotky VKV

Vf napětí z antény (obr. 25) je převáděno přes oddělovací kondenzátor C_1 na vstupní cívku L_1 . Vstupní laděný obvod je tvořen anténní vazební cívkou L_1 , dále cívkou L_2 a L_3 , trimrem C_3 a ladicím varikapem D_1 . Stejnoseměrné ladicí napětí je odděleno vazebním kondenzátorem C_2 . Navázání na emitor tranzistoru T_1 v zapojení se společnou bází je cívkou L_3 . Cívka L_4 v emitoru T_1 zajišťuje indukční charakter zdroje signálu pro vstupní tranzistor a tedy i šumové přizpůsobení (viz dřívější výklad).

V kolektoru T_1 je odpor R_6 , zmenšující náchylnost stupně ke kmitání a omezující zesílení signálů velmi vysokých kmitočtů v oblasti asi 1 000 MHz, vytvářených parazitními laděnými obvody na přívodech k tranzistoru.

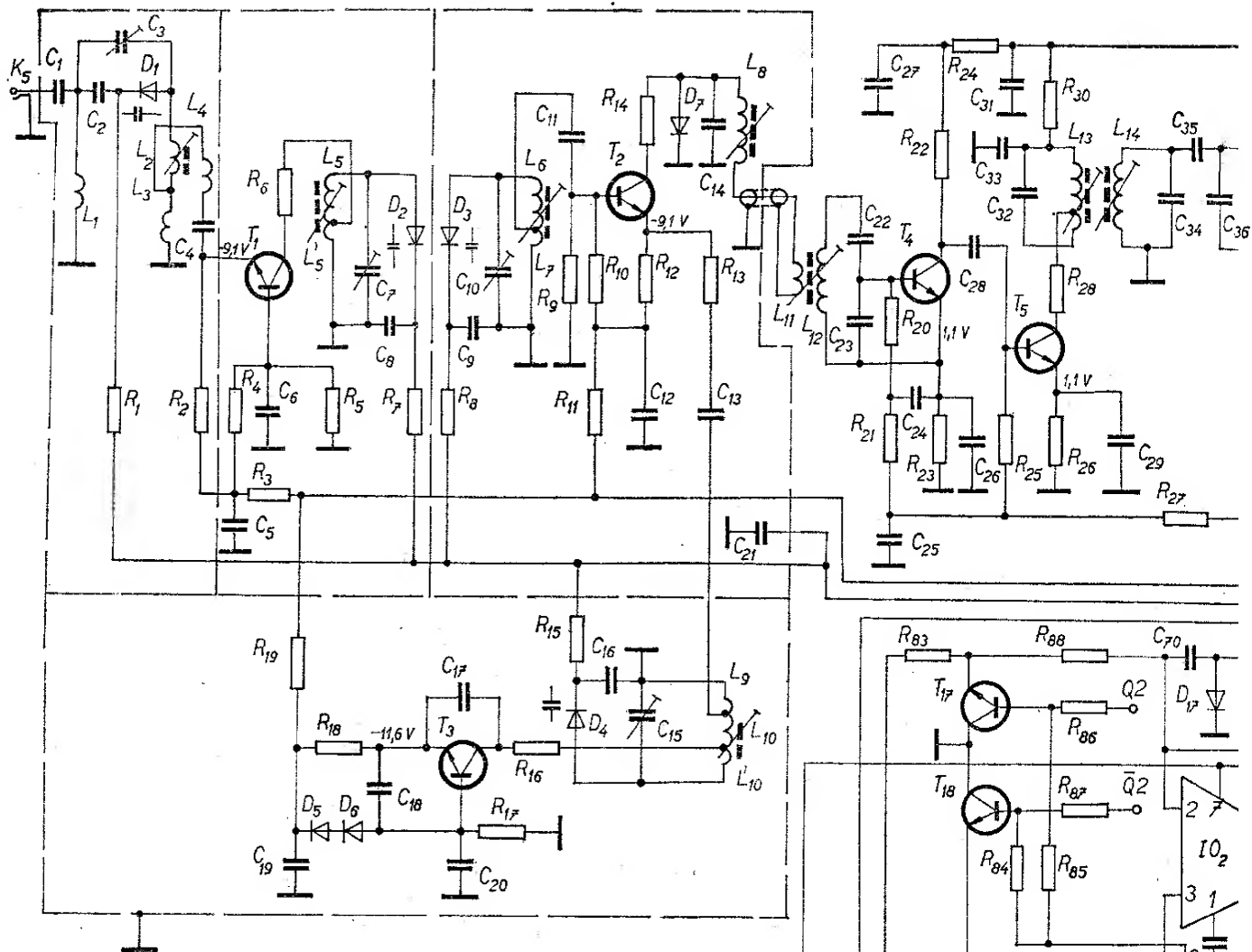
Mezi vstupní předzesilovač a směšovač je zařazena průběžně laděná pásmová propust, tvořená cívkami L_5 , L_5' a L_6 , L_7 , varikapy D_2 , D_3 a trimry C_7 , C_{10} . Signál je na bázi směšovače navázán z vazebního vinutí L_7 přes kondenzátor C_{11} .

Tranzistor oscilátoru T_3 pracuje v zapojení se společnou bází a zpětná vazba vzniká na kondenzátoru C_{17} , zapojeným mezi kolektor a emitor. Diody D_5 a D_6 teplotně kompenzují napájecí napětí tranzistoru. Výstupní napětí oscilátoru se odebírá z vazební cívky L_9 a vede se přes kondenzátor C_{13} do emitoru tranzistoru směšovače. Odpor R_{13} slouží k linearizaci směšovače.

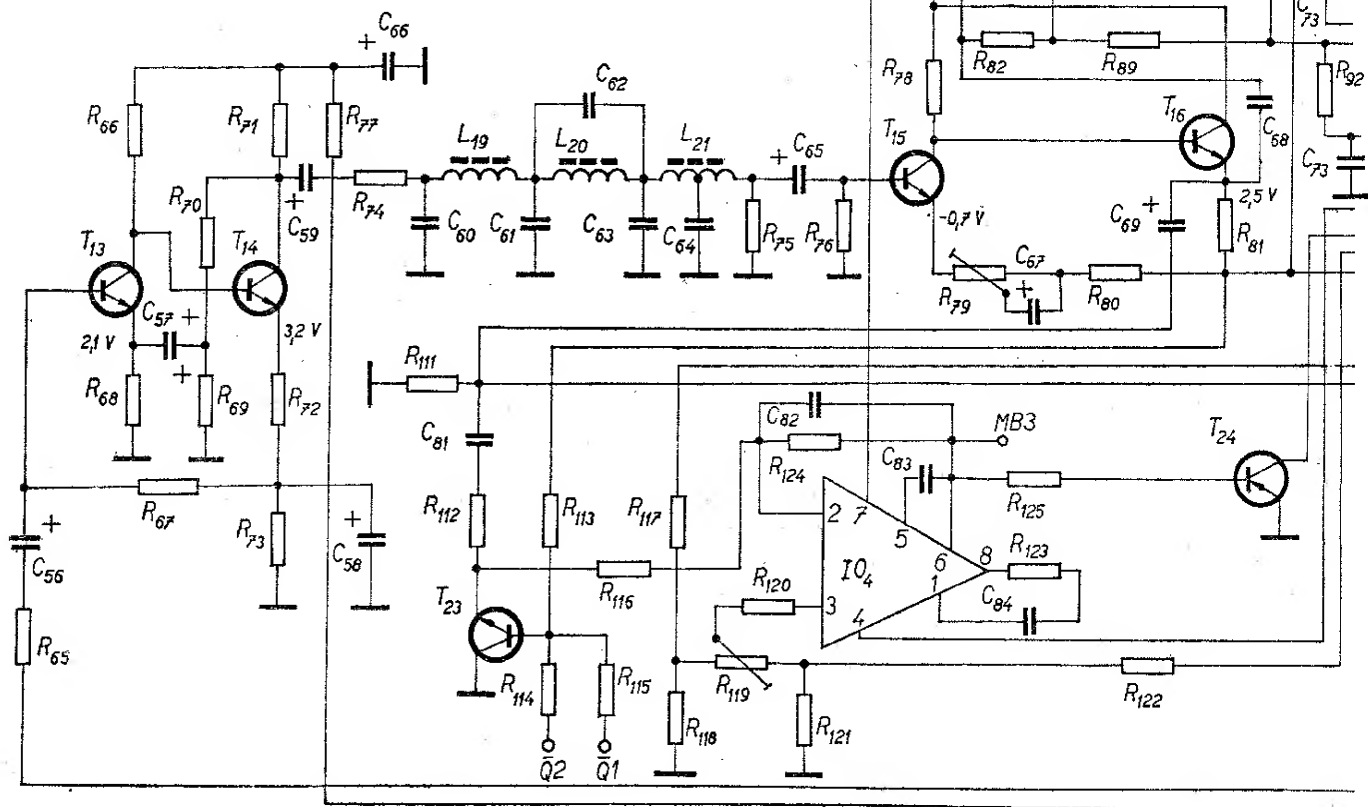
Směšovací tranzistor T_2 pracuje pro vstupní kmitočet v zapojení se společným emitorem a pro oscilační kmitočet v zapojení se společnou bází. Protože oba zdroje signálu mají malou impedanci, není zapotřebí směšovací stupeň neutralizovat. V kolektoru směšovače je zapojena část výstupního mezifrekvenčního článku II.

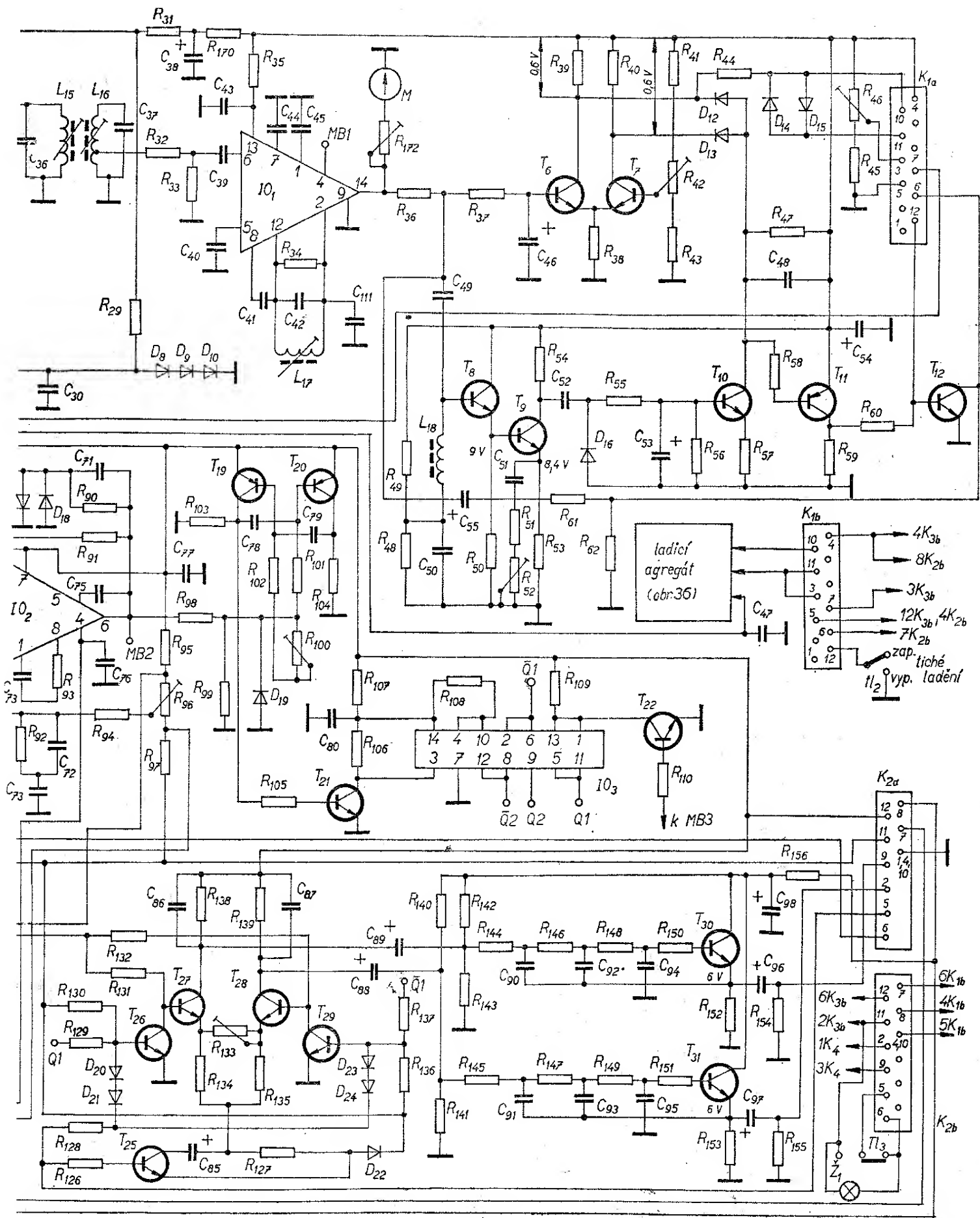
Paralelně mezi kolektor T_2 a zem je zapojena omezovací dioda D_7 (pro signál mf kmitočtu).

Obr. 25. Zapojení vř části tuneru



Obr. 26. Zapojení stereofonního dekodéru





Mf zesilovač

Signál ze vstupní jednotky, na jejímž výstupu je zapojen půlfiltr, se přivádí na druhý půlfiltr přes vazební vinutí L_{11} . Z kapacitního děliče C_{22} , C_{23} pokračuje pak signál na bázi tranzistoru T_4 , který s tranzistorem T_5 tvoří dvou-
stupňový, odporově vázaný zesilovač. V kolektoru T_5 je přes odpor R_{28} zapojen první obvod filtru soustředěné selektivity. Tento filtr je čtyřobvodový se střídající se indukční a kapacitní vazbou. Mezi prvním a druhým obvodem je vazba indukční, mezi druhým a třetím kapacitní, mezi třetím a čtvrtým je opět vazba indukční. Z odbočky cívky L_{16} čtvrtého obvodu filtru soustředěné selektivity je signál přiveden na poslední stupeň mf zesilovače, který je tvořen integrovaným obvodem MAA661. Tento obvod obsahuje širokopásmový zesilovač, složený ze tří diferenciálních stupňů; jeho zisk je asi 60 dB. Při dostatečném vstupním mf napětí zajišťuje zesilovač perfektní omezování amplitudy bez parazitních fázových posuvů. Obvod MAA661 obsahuje také kmitočtový demodulátor – koincidenční detektor, k jehož funkci je zapotřebí vnější fázovací obvod. V uvedeném zapojení je fázovací obvod složen z cívky L_{17} , kondenzátorů C_{41} , C_{42} a odporu R_{34} . Detekovaný signál je odebírán přes odpor R_{36} k dalšímu zpracování.

Obvody tichého ladění a automatického doladění kmitočtu (ADK)

K informaci o kvalitě přijímané stanice se používá obsah šumu v detekovaném signálu. Jak je známo, nejvyšší modulační kmitočet může být 53 kHz, zatímco šumové spektrum na výstupu detektoru (není-li zapojen obvod deemfaze) zasahuje do vyšších kmitočtů. Nízkofrekvenční část šumového spektra spolu s demodulovaným nf signálem jsou odfiltrovány a naopak vf část šumového spektra je zesílena a detekována. Získaná stejnosměrná složka je po zesílení použita pro zkratování nf signálu, který obsahuje šum.

Skutečné provedení uvedeného obvodu je na obr. 25. Výstupní signál z detektoru je přiveden přes kondenzátor C_{49} na bázi tranzistoru T_8 . Kondenzátor C_{49} tvoří s cívkou L_{18} sériový odlaďovač pro nf část signálu. Vf část šumového spektra je zesílena dvojicí tranzistorů T_8 a T_9 . Zesílení této dvojice můžeme regulovat trimrem R_{52} . Tímto způsobem ovládáme úroveň vstupního signálu, při níž začínají obvody tichého ladění pracovat. Po detekci diodou D_{16} je stejnosměrná složka zesílena dvojicí tranzistorů T_{10} , T_{11} . Z výstupu T_{11} je pak ovládán zkratovací tranzistor T_{12} .

Popsaný obvod tichého ladění má jeden nedostatek. Naladíme-li totiž přijímač na jeden nebo druhý okraj propustné křivky mf zesilovače, obvod tichého ladění může již propustit demodulovaný nf signál. Ovšem výstupní signál bude značně zkreslený, neboť detekce nebude probíhat na lineární části demodulační křivky, avšak na boku propustné křivky mf zesilovače. Je proto vhodné doplnit obvod tichého ladění dalším obvodem, který dovolí průchod nf signálu pouze tehdy, bude-li přijímač přesně naladěn na žádanou stanici. V popisovaném tuneru je tento obvod realizován diferenciálním zesilovačem s tranzistory T_6 a T_7 . Je-li tuner správně vyladěn, nestačí úbytek napětí na odporech R_{39} a R_{40} , zmenšený o úbytek na diodě D_{12} , popř. D_{13} otevřít tranzistor T_{11} . To znamená, že obvod tichého ladění je vyřazen z činnosti a nf signál můžeme použít k dalšímu zpracování. Je-li tuner naladěn chybně, bude na jednom z odporů R_{39} , R_{40} (v závislosti na smyslu chybného naladění) úbytek napětí takový, že postačí k otevření tranzistoru T_{11} a tím i T_{12} . Nf signál bude tedy zkratován nejen při příjmu slabých signálů, ale i při chybném naladění.

Vzhledem k tomu, že úbytek napětí na odporu R_{39} je závislý na přesnosti naladění, můžeme z kolektoru T_6 odebírat napětí pro ladicí potenciometr a jednoduše tak získáme obvod pro automatické doladění kmitočtu. Napětí pro ladicí potenciometr je omezeno omezovačem s R_{44} , D_{14} , D_{15} . Referenční

napětí pro omezovač, které je shodné s napětím na kolektoru T_6 , nastavíme trimrem R_{46} . Omezovač je nutný, protože jinak je nebezpečí, že se při velkém rozsahu ADK přijímač doladí při změně kmitočtu oscilátoru nebo při zmenšení síly pole přijímací stanice na sousední stanici.

Nízkofrekvenční dolní propust

Je všeobecně známo, že při příjmu stereofonních signálů se často objevují nežádoucí zázněje a neúměrný šum, a to i při příjmu velmi silných stanic. Tento jev může být způsoben rušící stanicí, která pracuje buď na stejném kmitočtu jako stanice žádaná, nebo na velmi blízkém kmitočtu. Signál rušící stanice může pak projít nezeslaben mf zesilovačem až do demodulačního obvodu dekodéru, kde pak vznikají interferenční zázněje s lichými harmonickými obnovené pomocné nosné vlny. Obzvláště nebezpečné jsou kmitočty v okolí 114 kHz, tj. třetí harmonické pomocné nosné vlny. Je proto vhodné zařadit mezi výstup mf zesilovače a vstup dekodéru dolní propust, která potlačí všechny kmitočty nad 53 kHz s minimálním fázovým zkreslením.

V popisovaném tuneru je tento filtr (obr. 26) realizován cívkami L_{19} , L_{20} , L_{21} a kondenzátory C_{60} , C_{61} , C_{62} , C_{63} a C_{64} . Před vlastním filtrem je dvoustupňový nf zesilovač s tranzistorem T_{13} a T_{14} . Úkolem zesilovače je zajistit velký vstupní (asi 200 k Ω) a malý výstupní (asi 200 Ω) odpor a kompenzovat průchozí útlum vlastního filtru.

Stereofonní dekodér

Multiplexní signál je po průchodu dolní propustí přiveden na vstupní zesilovač dekodéru (obr. 26). Jako zesilovač pracuje dvojice tranzistorů T_{15} a T_{16} . Zisk se řídí trimrem R_{79} v emitorovém obvodu T_{15} , tranzistor T_{16} pracuje jako emitorový sledovač. Fázový detektor je tvořen odpory R_{82} a R_{83} a tranzistory T_{17} a T_{18} . Za detektorem je zapojen zesilovač chybového napětí s integrovaným obvodem IO_3 (integrovaný operační zesilovač).

Vyšší kmitočty spektra multiplexního signálu jsou filtrovány vhodnou šířkou pásma synchronizační smyčky. Nízké kmitočty jsou potlačeny kondenzátorem C_{68} . Zesílení stejnosměrné složky chybového napětí je určeno přibližně poměrem odporů R_{91} a $R_{83} + R_{88}$. Šířka pásma synchronizační smyčky je dána jednak časovými konstantami IO_2 a jeho zesílením, jednak účinností fázového detektoru a konečně strmostí převodní charakteristiky napěťově řízeného oscilátoru. Součástky jsou voleny tak, aby šířka pásma synchronizační smyčky byla asi 25 Hz.

Napěťová nesymetrie operačního zesilovače se kompenzuje odporovým trimrem R_{96} .

Napěťově řízeným oscilátorem je astabilní multivibrátor (tranzistory T_{19} a T_{20}). Trimrem R_{100} se nastavuje jeho kmitočet přibližně na 78 kHz. Aby oscilátor nemohl kmitat na kmitočtu vyšším než asi 80 kHz, omezuje se výstupní napětí chybového zesilovače členem R_{98} , D_{19} . Výstupní signál 76 kHz se vede přes tvarovací tranzistor T_{21} na vstup binárního děliče kmitočtu IO_3 . Tento integrovaný obvod obsahuje dvojici bistabilních klopných obvodů typu D. Obvod je použit v obvyklém zapojení pro dělení kmitočtu dvěma a čtyřmi.

Výstupní signály 38 a 19 kHz mají takový průběh, že jsou šířky impulsů a mezer shodné. Signál o kmitočtu 19 kHz se vede na báze tranzistorů T_{17} a T_{18} fázového detektoru, signál 38 kHz na báze spínacích tranzistorů T_{26} a T_{29} v demodulátoru. Báze všech spínacích tranzistorů mají malé záporné předpětí, které jednak kompenzuje zbytkové napětí na výstupu děliče kmitočtu při úrovni odpovídající log. 0 a jednak udržuje při monofonním provozu spínací tranzistory T_{26} , T_{29} v zavřeném stavu.

Vzhledem k tomu, že oscilátor pracuje při obou druzích příjmu, je na výstupu děliče kmitočtu přítomen signál 19 kHz stále. Nelze tedy použít běžné principy automatického přepínání mono-stereo, reagující na přítomnost pilotního signálu. K tomuto účelu je zde použito informace o tom, je-li výstupní signál z kmi-

točtového děliče synchronizován vstupním pilotním signálem.

Není-li pilotní signál přítomen, nebo je-li velmi malý, nemůže k synchronizaci dojít. Jako vyhodnocovač zasynchronizování je v dekodéru tranzistor T_{23} , jehož báze je připojena na výstupy \overline{Q} obou děličů kmitočtu. To znamená, že tento tranzistor je uzavřen pouze po dobu jedné čtvrtiny periody 19 kHz. Jen pro tuto dobu může procházet signál na vstup zesilovače IO_4 . V zasynchronizovaném stavu se na výstupu tohoto operačního zesilovače objeví pulsující stejnosměrné napětí, které se po filtraci a náležitém zesílení využívá:

- a) k rozsvícení indikační žárovky „stereo“;
- b) ke zrušení záporného předpětí tranzistorů T_{26} , T_{29} , které je jinak při monofonním provozu nutné;
- c) k zajištění, aby nemohla dojít k reverzaci levého a pravého kanálu; pokud by totiž k tomuto nežádoucímu stavu došlo, objeví se na výstupu zesilovače IO_4 kladné napětí, které otevře tranzistor T_{22} , mazací výstupy děličů se připojí na úroveň log. 0 – do děličů se zavede správný počáteční stav a reverzace se zruší;

- d) k zajištění přibližné stejné úrovně výstupního signálu při monofonním i stereofonním provozu; při stereofonním provozu se tranzistor T_{25} otevře, přes C_{85} zkratuje odpor R_{127} , jenž při provozu „mono“ zavádí do výstupních zesilovačů (T_{27} , T_{28}) zápornou vazbu, zmenšující zesílení.

K vlastní demodulaci multiplexního signálu se používají spínací tranzistory T_{26} a T_{29} , které střídavě v rytmu přepínacího kmitočtu zkratovávají multiplexní signál na bázích tranzistorů T_{27} a T_{28} výstupních zesilovačů. Obvod ke kompenzaci přeslechů je zapojen v emitorech tranzistorů T_{27} , T_{28} – jde o součástky R_{133} až R_{135} .

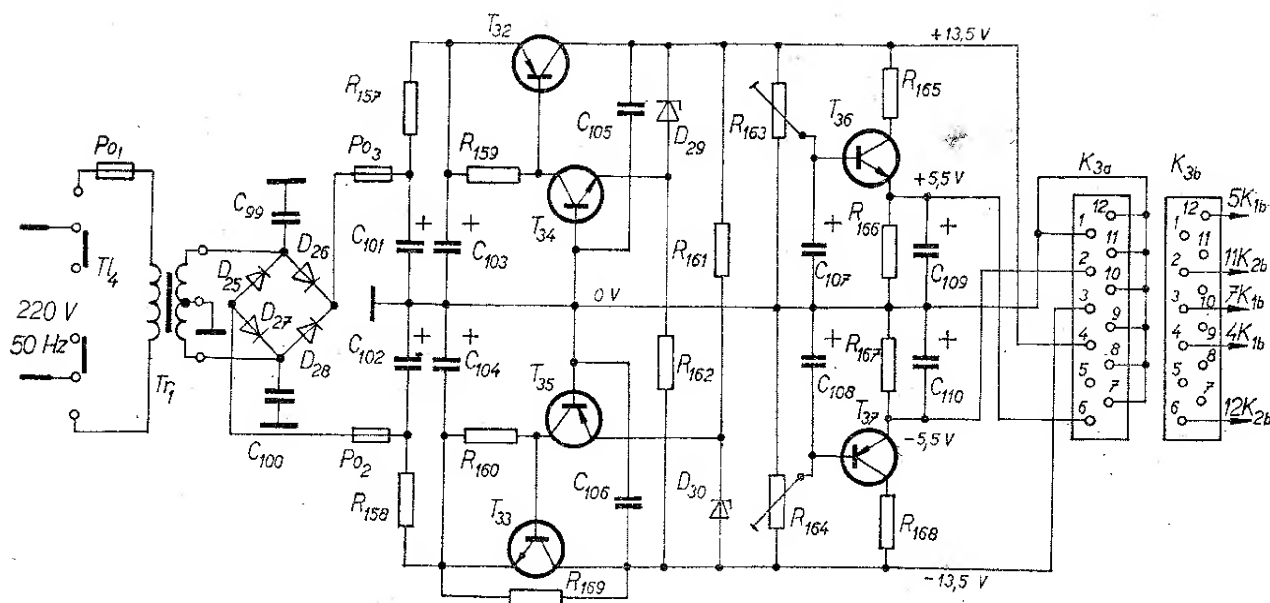
V kolektorech tranzistorů T_{27} a T_{28} jsou obvyklé členy deemfáze R_{138} , C_{86} u levého a R_{139} , C_{87} u pravého kanálu.

Dále následuje jednoduchý aktivní filtr RC s tranzistory T_{30} a T_{31} , který potlačuje nežádoucí kmitočty na výstupu stereofonního dekodéru.

Napájecí zdroj

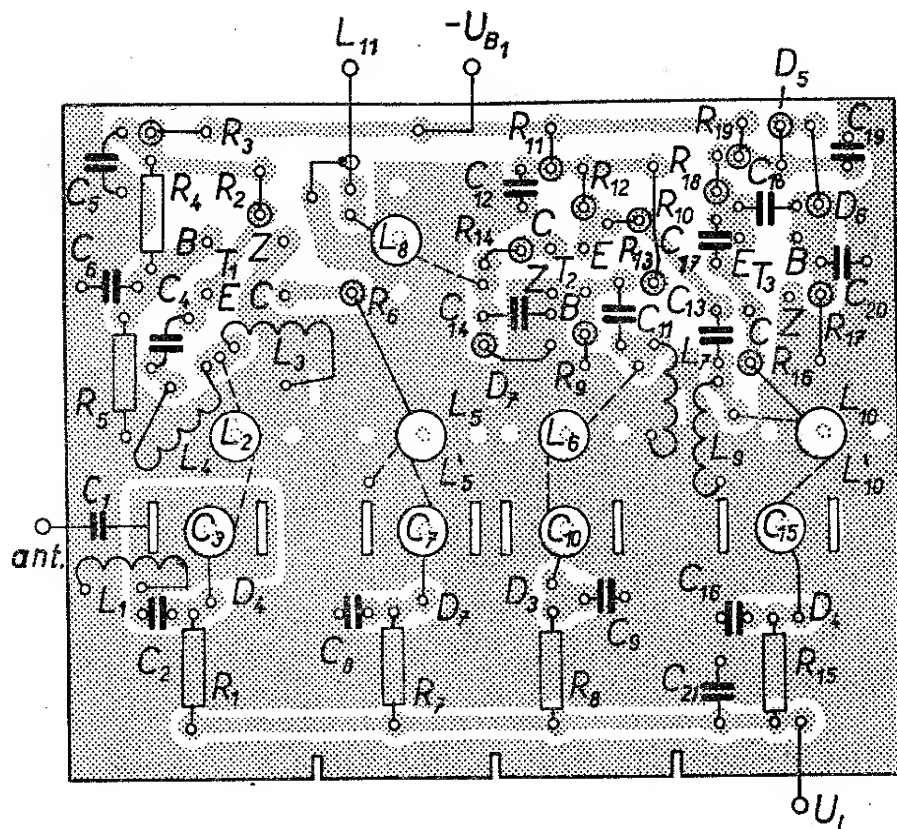
Popisovaný tuner vyžaduje následující napájecí napětí:

+13 až +14 V pro mf zesilovač,



Obr. 27. Zapojení napájecího zdroje

Obr. 28. Rozmístění součástek a deska J210 s plošnými spoji vstupní jednotky



—13 až —14 V pro vstupní jednotku VKV,

±5,5 V pro stereofonní dekodér.

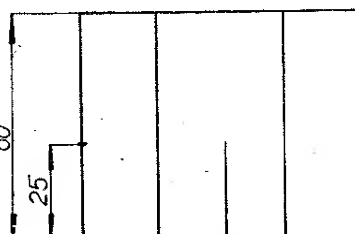
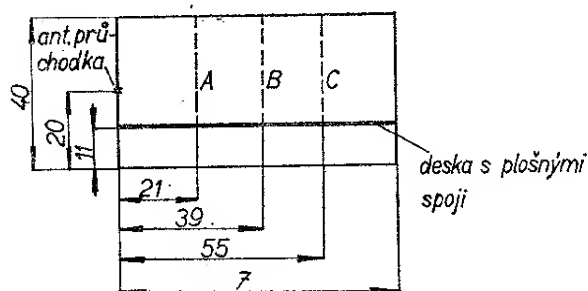
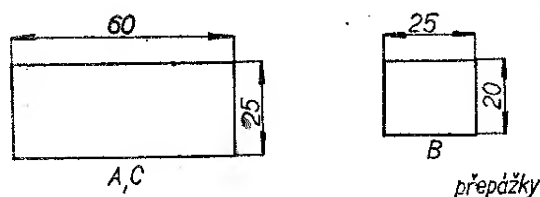
Zdroj byl proto řešen jako symetrický s tranzistorovou stabilizací (obráz. 27). Tranzistory T_{32} , T_{34} slouží ke stabilizaci napětí +13 až +14 V (podle použité Zenerovy diody D_{29}), tranzistory T_{33} a T_{35} podobně stabilizují napětí —13 až —14 V.

Z tohoto symetrického zdroje se pomocí tranzistorů T_{36} a T_{37} získává symetrické napětí ±5,5 V. Velikost napětí je určena nastavením trimrů R_{163} a R_{164} .

Elektrická a mechanická stavba

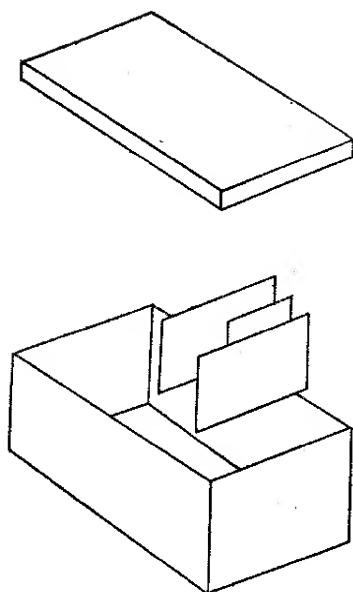
Hned v úvodu si připomeňme, že největší požadavky na přesnou a pečlivou práci vyžaduje stavba vstupní jednotky VKV.

Všechny elektrické součástky jsou uvedeny v rozpisce. K odporům není třeba žádných zvláštních připomínek. Pokud jde o kondenzátory, jsou použity keramické typy (kromě trimrů). Nej-



mat.: mosazný plát tl. 0,5 mm

Obr. 29. Mechanické díly vstupní jednotky



Obr. 30. Sestava vstupní jednotky

výhodnější je používat kondenzátory předepsaných typů, předem změřené.

Cívky použité v jednotce VKV lze rozdělit na dva druhy, na samonosné a na vinuté na cívková tělíska, doladované feritovými jádry. Průměr tělísek je 5 mm (vnější), vnitřní závit je $M4 \times 0,5$ mm. Doladovací jádra vysokofrekvenčních obvodů jsou z materiálu N01, cívka mezifrekvenčního obvodu se doladuje feritovým jádrem z materiálu N05.

Samonosné cívky se vinou lakovaným drátem předepsaného průměru na pomocný trn. Jako pomocné navíjecí trny můžeme použít části vrtáků, na nichž není řezná šroubovice. Průměr použitých trnů musí být o 0,3 až 0,5 mm menší, než je předepsaný vnitřní průměr cívky.

Deska s plošnými spoji je (obr. 28) umístěna v kovové krabičce. Výkresy všech mechanických dílů jsou na obr. 29. Sestava pláště, přepážek a horního víka je na obr. 30. Výrobu krabičky začínáme tvarováním pláště. Dopustíme-li se přitom menších nepřesností, můžeme případně upravit rozměry ostatních dílů krabičky. Pomocí průchodek je vyveden z krabičky anténní přívod, stejně jako přívody ladícího a napájecího napětí. Krabička je vodivě připevněna ke kostře tuneru.

Zemní, studené konce cívek laděných obvodů jsou pájeny přímo do plošných spojů, živé konce cívek jsou pájeny na živé konce kapacitních trimrů. Kondenzátor C_1 je připájen jedním koncem na anténní průchodku, druhým na trimr C_3 . Odpory jsou umístěny jak vertikálně, tak horizontálně. Je proto bezpodmínečně nutné dodržet způsob připájení jednotlivých odporů. Odpory musí být vždy kratším vývodem (čepička těsně u desky) pájeny do děr, označených kroužkem. Připomínku si zaslouží ještě odpory R_6 a R_{16} , které jsou jedním vývodem zapájeny do desky se spoji a druhým vývodem na společné body cívek L_5 , L'_5 , popř. L_{10} , L'_{10} .

Jedním ze základních požadavků na elektrickou montáž jsou co nejkratší přívody všech součástek. Vývody tranzistorů zkrátíme před pájením na délku asi 6 mm.

Doladovací kapacitní trimry před pájením do desky plošných spojů upravíme takto: dva ze čtyř původních zemních vývodů u každého trimru odštípeme a zbylé dva ohneme dolů tak, aby se daly volně zasunout do příslušných obdélníkovitých děr v desce s plošnými spoji. Stejným způsobem odštípeme pájecí vývody horní části trimru. Součástky pájíme na zbylou horní část trimru.

Signál mf kmitočtu je vyveden krátkým kouskem souosého miniaturního kabelu o vnějším průměru asi 3 mm.

Při navíjení cívek je nutno dodržet smysl vinutí u těch cívek, u nichž je předepsán. Vinutí pravotočivé má stejný smysl jako závit běžného šroubu s pravým závitem, tj. při otáčení doprava se závit jakoby zašroubovává do pomyslné matice. Vinutí levotočivé znamená ten směr vinutí, při němž se závit při otáčení cívky doprava jakoby z pomyslné matice vyšroubovává.

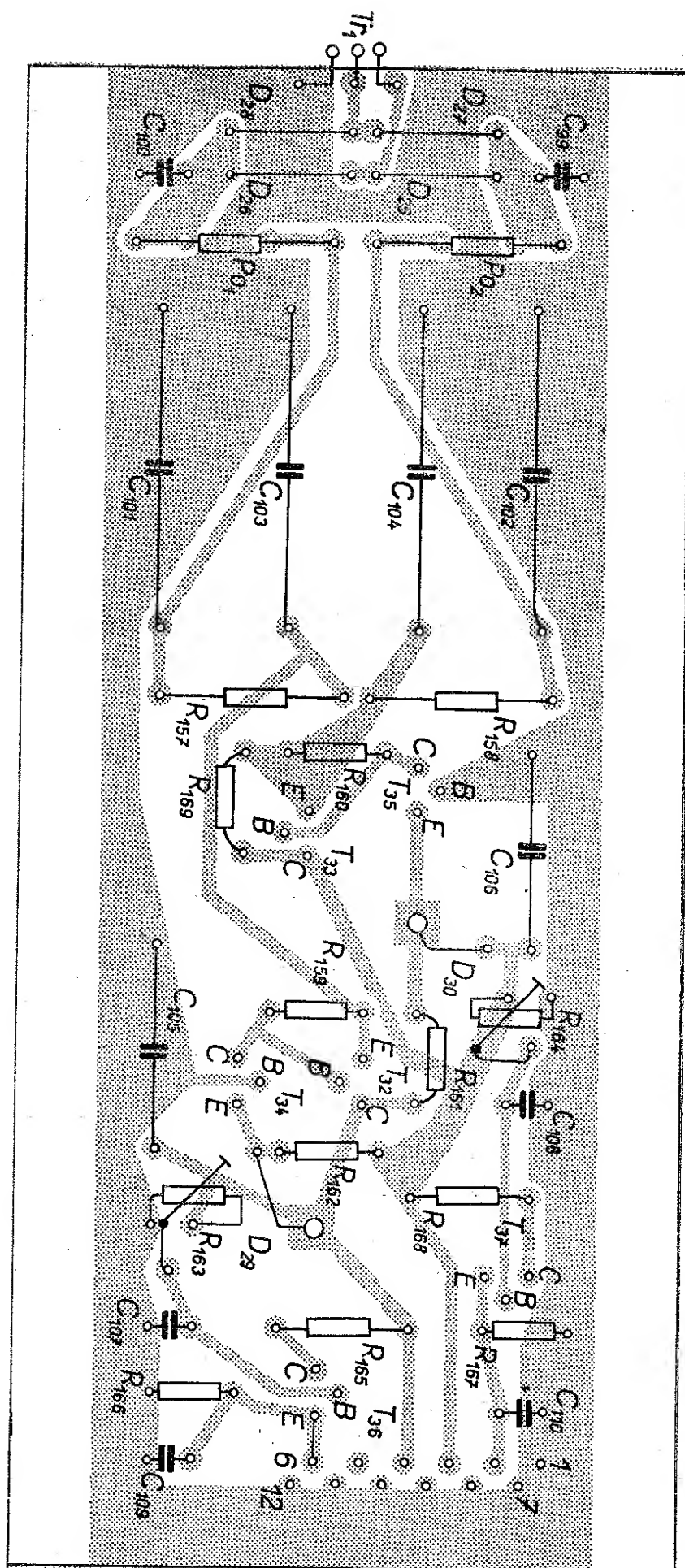
Stavba mf zesilovače není tak náročná jako stavba jednotky VKV, přesto je však vhodné upozornit na několik drobností. Předně integrovaný obvod MAA661 je zapájen do desky s plošnými spoji (obr. 31 – str. 2 obálky). Cívková tělíska L_{11} , L_{12} a L_{17} jsou shodná s tělíska

Všechny části tuneru můžeme propojit libovolným vodičem, pouze při propojování bodů s ladicím napětím musíme použít stíněný vodič. Stínicí plášť

Rozmístění součástek a desky s plošnými spoji stereofonního dekodéru a napájecího zdroje jsou na obr. 33 a 34 (str. 2 a 3 obálky).

Nyní zkratujeme živý konec druhého laděného obvodu (L_{14} , C_{34}) na zem. Na obrazovce osciloskopu obdržíme průběh podle obr. 35a. Vrchol této křivky nastavíme otočením jádra prvního laděného obvodu (L_{13} , C_{32}) na 10,7 MHz. Potom se zkrat druhého obvodu odstraní a zkratuje se obvod třetí. Laděním jádra druhého obvodu dostaneme průběh podle obr. 35b. Vždy dbáme na to, aby křivky byly symetrické; výška obou vrcholů musí být tedy shodná. Na kmitočet 10,7 MHz nastavujeme minimum křivky. Po odstranění zkratu třetího obvodu a zkratování čtvrtého obvodu (L_{16} , C_{37}) obdržíme





Obr. 34. Rozmístění součástek a deska J213 s plošnými spoji napájecího zdroje

laděním třetího obvodu průběh podle obr. 35c, jehož prostřední minimum nastavíme na kmitočet 10,7 MHz. Konečně odstraníme zkrat ze čtvrtého obvodu a jádrem téhož obvodu nastavíme průběh, jehož vzor je na obr. 35d. Na kmitočet 10,7 MHz ladíme prostřední minimum, jež je však velmi ploché – ladíme proto velmi opatrně. Sondu z prvního obvodu přepojíme na odbočku čtvrtého obvodu a jemným naladěním jader prvního a čtvrtého obvodu nastavíme střed křivky na maximum; případně tak opravíme symetrii křivky a tvar vrcholu.

Nemáme-li k dispozici rozmítač, můžeme naladit filtr i běžným signálním generátorem. Postup je ovšem méně přesný a značně pracnější. V tomto případě připojíme střídavý milivoltmetr, na kolektor T_5 a přes oddělovací kondenzátor přivedeme signál 10,7 MHz s malou úrovní na bázi tranzistoru T_4 . Jádra cívek L_{11} až L_{16} vytočíme zcela ven. (Tento způsob můžeme použít i při předešlé nastavovací metodě místo

zkratování jednotlivých obvodů). Nyní otáčíme jádrem cívky L_{13} , až obdržíme maximum výchylky milivoltmetru. Jádrem cívky L_{14} otáčíme tak dlouho, až obdržíme minimum výchylky milivoltmetru. Podobně ladíme na maximum L_{15} a L_{16} na minimum. Maxima a minima jsou s pokračujícím nastavením stále méně a méně výrazná – je to způsobeno ztrátami ve filtru. Milivoltmetr nyní přemístíme na odbočku cívky L_{16} . Proladěním generátoru kolem středního kmitočtu 10,7 MHz překontrolujeme tvar kmitočtové charakteristiky filtru. Tato kontrola je ovšem velmi vhodná po každém dalším úkonu při nastavování filtru.

Při dalším kroku k nastavení mf části tuneru je třeba správně naladit fázovací obvod kmitočtového detektoru. Nejprve si zjistíme stejnosměrnou úroveň na výstupu detektoru (vývod 14) bez přítomnosti signálu na vstupu mf zesilovače, pak připojíme měřicí generátor na bázi tranzistoru T_4 a jeho výstupní signál nastavíme na kmitočet 10,7 MHz za předpokladu, že tento kmitočet je středním kmitočtem propustné křivky mf zesilovače.

Jádro cívky L_{17} , které před nastavováním vytočíme zcela ven z cívky, začneme pomalu zašroubovávat dovnitř a sledujeme úroveň stejnosměrné složky na výstupu detektoru. Ta se z počátku začne zmenšovat, až dosáhne minima; když projde minimem, začne se vracet zpět na původní velikost. Jádro má správnou polohu v cívice tehdy, když stejnosměrná složka prochází původní klidovou úrovní. Kdybychom jádro šroubovali ještě hlouběji, bude se dále s úrovní dále zvětšovat, až dosáhne maxima. Po projití maximem se opět začne vracet zpět na původní velikost. Důležitým požadavkem je zde naprostá symetrie výstupní křivky kmitočtového demodulátoru (oba vrcholy jsou od středu pásma stejně vzdáleny a strmost křivky na sestupných částech je pro obě strany stejná). Velmi snadno to zkontrolujeme tak, že na měřicím generátoru nastavíme malý zdvih a výstupní signál zvolna měníme od kmitočtu asi 10 MHz

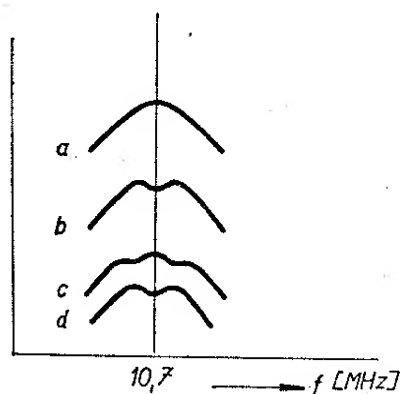
až do kmitočtu asi 11,4 MHz. Potom sledujeme nf výstupní napětí – to musí být nejprve nulové; od určitého kmitočtu se začne zvětšovat, dosáhne maxima, jehož úroveň si zaznamenáme, a opět se zmenšuje k nule. Tehdy si zaznamenáme kmitočet.

Mezifrekvenční kmitočet dále zvyšujeme. Do určitého okamžiku se současně zvětšuje i výstupní nf napětí, pak se ustálí a v určitém kmitočtovém pásmu musí být výstupní napětí konstantní (lineární část přenosové charakteristiky demodulátoru). Máme-li možnost současně modulovat budicí signál generátoru jak kmitočtově (se zdvihem asi 10 kHz), tak amplitudově (hloubka modulace asi 30 %), musí být uprostřed lineární oblasti výstupního nf napětí dosaženo maximálního potlačení amplitudové modulace.

Nyní budeme dále zvyšovat kmitočet generátoru. Nízkofrekvenční napětí bude klesat k nule. V tomto místě si opět poznamenáme kmitočet.

Při dalším zvyšování kmitočtu generátoru se nf napětí zvětšuje a mělo by dosáhnout stejné velikosti, jako byla velikost výstupního nf napětí při vrcholu na nižším mf kmitočtu. Při dalším zvyšování kmitočtu se nf napětí opět zvolna zmenšuje až k nule.

Ze zaznamenaných kmitočtů maxim a minim nf výstupního napětí a současně jejich srovnáním můžeme usuzovat



Obr. 35. Průběhy napětí při nastavování filtru soustředěné selektivity

na symetrii přenosové křivky demodulátoru včetně mf zesilovače.

Dosáhneme-li laděním jádra cívky L_{17} výše uvedených požadavků na kmitočtovou charakteristiku, je nastavení fázovacího obvodu skončeno a můžeme naladit a nastavit správnou vazbu pásmové propusti $L_8, C_{14}, C_{22}, C_{23}$.

Výstupní signál z nf generátoru připojíme přes oddělovací kondenzátor asi 10 nF přímo na bázi směšovacího tranzistoru T_2 . Kmitočet 10,7 MHz ponecháme a měříme nf napětí na primárním obvodu (kolektor T_2). Nejprve rozladíme sekundární obvod pásmové propusti a primární doladíme tak, aby ručka voltmetru měla maximální výchylku. Zaznamenané si výchylku voltmetru a pomalu doladujeme sekundární obvod pásmové propusti. Přesné naladění na kmitočet generátoru poznáme tím, že výchylka nf voltmetru je v tomto okamžiku minimální; ladíme tedy na minimální výchylku nf voltmetru.

Při správném činiteli vazby pásmové propusti se musí napětí zmenšit právě na polovinu původní zaznamenané výchylky. Rozladění sekundárního obvodu můžeme dosáhnout též jeho zkratováním, nebo připojením paralelního kondenzátoru 1 nF.

Zmenší-li se nebo zvětší-li se napětí jinak, než na jednu polovinu, znamená to, že součinitel vazby pásmové propusti je menší nebo větší než kritický ($kQ = 1$). Je-li vazba menší než požadovaná, zvětšíme součinitel vazby zvětšením počtu závitů vazební cívky L_{11} , je-li větší než požadovaný, zmenšíme ji zmenšením počtu závitů cívky L_{11} . Při každé změně počtu závitů cívky L_{11} musíme opět celý měřicí postup opakovat. To znamená, že musíme opět zkratovat nebo rozladit cívku L_{12} , primární cívku L_8 naladit na maximální výchylku a po doladění sekundární cívky kontrolovat, jak se zmenšilo napětí.

Je-li vazba správně nastavena, můžeme přistoupit k další operaci. Odpojíme nf voltmetr a na výstup z kmitočtového detektoru (vývod 14) připojíme nf voltmetr. Vstupní vf napětí o kmitočtu 10,7 MHz nastavíme tak, aby v žádném

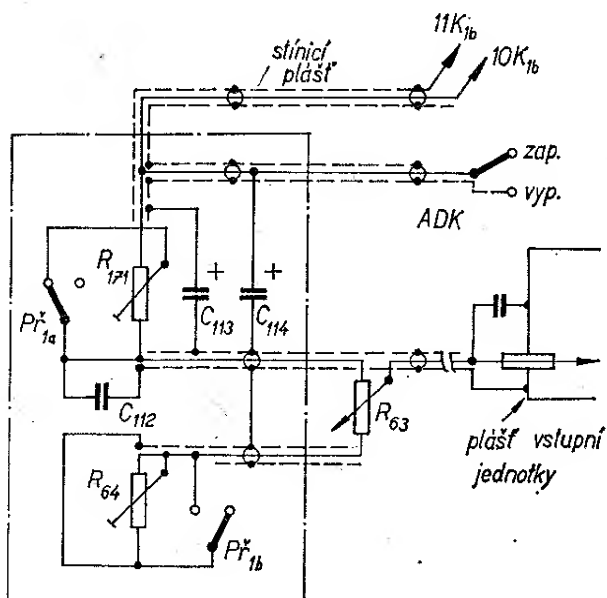
případě nebyly přebuzeny stupně mf zesilovače a aby nepracovaly omezovací stupně. Napětí z vf generátoru je při tomto ladění kmitočtově modulováno se zdvihem asi 22,5 kHz. Doladíme jak primární, tak sekundární obvod na maximální výchylku nf voltmetru.

Po skončení ladění ještě zkontrolujeme, zda se po nastavení nezměnila symetrie křivky S kmitočtového demodulátoru.

Je-li správně naladěn filtr soustředěné selektivity, fázovací obvod kmitočtového detektoru, nastavena kritická vazba pásmové propusti a jsou-li sladěny i její obvody a nedeformuje-li se křivka S, zajistíme doladovací jádra a můžeme nastavit vstupní jednotku VKV.

Nastavení jednotky VKV

Výstup z vf generátoru bude nyní připojen na anténní svorky jednotky VKV. Jeden vývod ladicího potenciometru P_1 (obr. 36) připojíme prozatímne na zem a druhý vývod na napájecí napětí +13 V. Zkontrolujeme proudy tranzistorů jednotky VKV (můžeme ověřit měřením napětí na emitorových odporech). Směrná napětí na tranzistorech jsou vyznačena na celkovém schématu (obr. 25). Souhlasí-li uvedené



Obr. 36. Zapojení ladicího agregátu. Přepínač kreslen v poloze CCIR

a naměřené údaje, můžeme ověřit činnost oscilátoru. Nejlépe je, změříme-li oscilační napětí voltmetrem na bázi tranzistoru T_2 ; naměřené napětí má být v rozmezí 80 až asi 150 mV.

Činnost oscilátoru můžeme jednoduše zjistit měřením proudu tranzistoru T_3 oscilátoru v běžném stavu, tj. jednak za oscilací a jednak při zatlumení rezonančního obvodu, kdy oscilace vysadí. Obvod snadno zatlumíme tak, že na živý konec cívky L_{10} přiložíme navlhčený prst – oscilátor vysadí. Proud tranzistoru oscilátoru se musí zřetelně v celém ladicím rozsahu měnit. V žádném případě není vhodné zatlumovat rezonanční obvod zkratováním, neboť pak se může v určitém případě skokem změnit kmitočet oscilátoru na jiný, vyšší, určený indukčností zkratovaného závitu a kapacitou ladicího kondenzátoru. Jsme-li přesvědčeni, že oscilátor správně kmitá, nastavíme ladicí napětí asi na +2 V. Šrouby doladovacích trimrů nastavíme tak, aby trimry měly přibližně střední kapacitu. Kmitočet vf generátoru nastavíme na 65,5 MHz a modulační zdvih na 22,5 kHz. Otáčením jádra cívky L_{10} nastavíme kmitočet oscilátoru tak, abychom na výstupu z kmitočtového demodulátoru dostali modulační nf napětí. Současně nastavíme předběžně i jádra cívek L_2 , L_5 , L_6 na maximální výstupní nf napětí.

Ladicí napětí zvětšíme na 12 V a kmitočet generátoru nastavíme na 100 MHz. Otáčením rotoru kondenzátorového trimru C_{15} nastavíme kmitočet oscilátoru tak, abychom přijímali signál generátoru. Nelze-li kmitočet oscilátoru nastavit, je změna kapacity použitých varikapů malá a musíme zmenšit minimální ladicí napětí asi na 1,5 V. Předběžný nastavovací postup celý opakujeme. Budeme mít tak zaručeno, že přijímač bude schopen přijímat i signál 100 MHz. Při maximálním ladicím napětí doladíme trimry C_3 , C_7 , C_{10} na maximum výstupního nf napětí. Nastavíme minimální ladicí napětí a zkontrolujeme, mají-li zrcadlové signály vyšší kmitočty než kmitočty žádané (o 21,4 MHz). Pochopitelně tomu tak musí být i při maximálním ladicím napětí.

Souhlasí-li krajní kmitočty jednotky VKV, můžeme zajistit doladovací jádro a kapacitní trimr oscilátoru zakápnutím měkkým voskem.

Kmitočet vf generátoru nastavíme na 69 MHz a ladicím napětím nastavíme příjem. Při tomto kmitočtu doladíme indukčností cívek vstupního a mezistupňového obvodu na maximální výchylku měřiče úrovně na výstupu.

Kmitočet generátoru změníme na 96 MHz a příjem nastavíme velikostí ladicího napětí. Maximální citlivost vyhledáme změnou nastavení kondenzátorových trimrů vstupní a mezistupňové pásmové propusti.

Postupy na kmitočtu 69 MHz a 96 MHz opakujeme tolikrát, až při následujícím nastavování není již zapotřebí obvodu doladovat – pak můžeme všechny doladované obvody zajistit.

Pro úplnost je třeba poznamenat, že při nastavování sekundárního obvodu průběžně laděné pásmové propusti je třeba postupovat velmi opatrně. Maximální výchylku výstupního měřiče můžeme totiž dostat při dvou nastaveních tohoto obvodu: buď při nastavení požadovaném, tj. je-li rezonanční kmitočet obvodu stejný jako kmitočet vstupní, nebo při nastavení obvodu právě na kmitočet oscilátoru. Citlivost je v druhém případě ovšem menší.

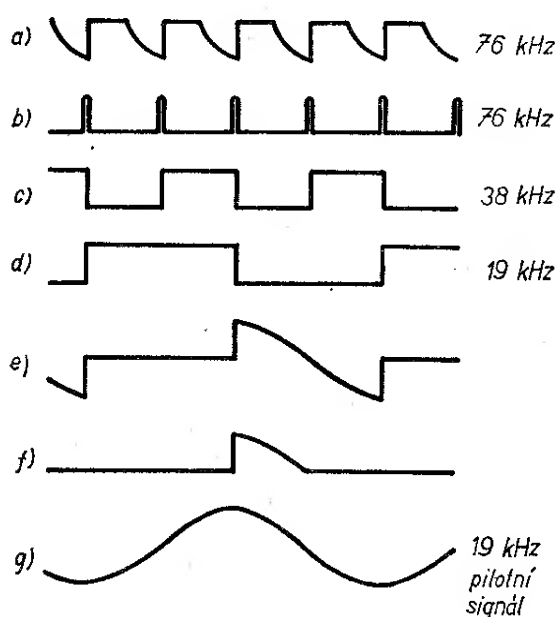
Po skončeném nastavování jednotky VKV zapojíme ladicí potenciometr (R_{63}) tak, jak byl původně (obr. 36). Přepínač kmitočtových pásem přepneme na rozsah 69,5 až 73,5 MHz. Na vstup tuneru přivedeme signál o kmitočtu 73,5 MHz. Ladicí potenciometr vytočíme na maximální ladicí napětí. Trimrem R_{171} naladíme tuner na příjem vstupního signálu 73,5 MHz. Dále přepneme přepínač pásem na rozsah 88 až 100 MHz. Signální generátor nastavíme na kmitočet 88 MHz. Ladicí potenciometr R_{63} vytočíme na minimální ladicí napětí. Trimrem R_{64} (obr. 36) naladíme pak tuner na příjem vstupního signálu 88 MHz.

Dále nastavíme obvod tichého ladění. Nejprve trimrem R_{42} nastavíme úbytky napětí na odporech R_{39} a R_{40} na stejnou

velikost (asi 0,6 až 0,8 V). Velikost tohoto napětí můžeme ovlivnit změnou odporu R_{38} . Na napětí na odporech R_{39} a R_{40} bude záviset s jakou přesností musíme tuner naladit na přijímanou stanici, aby nf signál prošel obvodem tichého ladění bez zeslabení. Přerušíme spoj mezi vývody 3 a 11 na konektoru K_{1b} a trimrem R_{46} nastavíme napětí na vývodu 3 tak, aby bylo shodné s napětím na kolektoru T_6 . Dosáhneme-li shodnosti obou napětí, propojíme opět vývody 3 a 11. Na nf výstup (6) připojíme nf voltmetr (v nouzi sluchátka) a trimr R_{52} nastavíme tak, aby šum, indikovaný voltmetrem, byl potlačen obvodem tichého ladění.

Oživení stereofonního dekodéru

Nejprve ověříme funkci oscilátoru 76 kHz. Připojíme osciloskop na kolektor tranzistoru T_{20} . Je-li vše v pořádku, bude obrázek na stínítku odpovídat průběhu podle obr. 37a. Potom osciloskop přepojíme na kolektor T_{21} ; správný průběh je na obr. 37b. Funkci děliče kmitočtů prověřujeme na vývodu 5 integrovaného obvodu MH7474. Zde je signál o kmitočtu 38 kHz; správný tvar je na obr. 37c. Podobně na vývodu 9 je signál o kmitočtu 19 kHz, jehož průběh je na obr. 37d.



Obr. 37. Průběhy napětí při ožívování stereofonního dekodéru

Dále nastavíme nulové napětí v bodu MB2 trimrem R_{96} a v bodu MB3 trimrem R_{119} . Běžec R_{79} vytočíme do krajní polohy (směrem k emitoru T_{15}). Na vstup dekodéru přivedeme z nf generátoru signál o napětí 20 mV a kmitočtu 19 kHz. Připojením osciloskopu na kolektor T_{15} a potom na emitor T_{16} ověříme funkci vstupního zesilovače. Potom osciloskop přepojíme na emitor T_{17} . Bude-li vše v pořádku, obdržíme průběh podle obr. 37e. Pak již máme jistotu, že obnovovač pomocné nosné vlny pracuje správně.

Činnost obvodu automatického přepínání provozu mono/stereo prověříme takto: osciloskop přepojíme na emitor tranzistoru T_{23} . Tvar impulsů má odpovídat obr. 37f. Na bod MB3 připojíme stejnosměrný voltmetr. Budeme-li měnit úroveň vstupního signálu 19 kHz v mezích 0 až 20 mV, bude se měnit napětí na MB3 od nuly do záporných hodnot. V tomto případě svítí indikační žárovka stereofonního příjmu.

Nastavení obnovovače pomocné nosné vlny

Jako sladovacího kmitočtu využijeme signálu libovolného, silného stereofonního vysílače. Musíme ovšem vědět, že tato stanice v okamžiku nastavování skutečně stereofonně vysílá. Snadné je to v našem pásmu (stanice Vltava). Zde navíc můžeme využít textu, který se vysílá vždy na počátku stereofonního programu.

Přijímač naladíme buď mezi stanice, nebo na stanici, která vysílá monofonně. Stejnosměrný voltmetr (např. Avomet II – 50 k Ω /V) připojíme na měřicí bod MB2 a trimrem R_{96} nastavíme nulovou výchylku voltmetru, který přepneme na nejcitlivější rozsah. Podobně nastavíme nulové napětí trimrem R_{119} po přepojení voltmetru na měřicí bod MB3.

Nyní přijímač naladíme přesně na stereofonní stanici. Běžec trimru R_{79} nastavíme na doraz k vývodu, k němuž je připojen emitor tranzistoru T_{15} . (Nastavíme tak vlastně maximální zisk tohoto stupně.) Dekodér dále nastavujeme s přepínačem mono-stereo v poloze „stereo“.

Pozorným otáčením trimru R_{100} dosáhneme takové polohy jeho běžce, při níž se rozsvítí signalizační žárovka stereofonního příjmu. Voltmetr připojíme k měřicímu bodu $MB2$. Otáčíme-li jemně běžcem trimru R_{100} , bude mít ručka měřidla určitou výchylku (nezáleží na tom, zda směrem ke kladným nebo záporným hodnotám) a v určité poloze běžce trimru bude výchylka minimální, pak se začne opět zmenšovat, dosáhne nuly a opět se bude zvětšovat na maximum, ale opačné polarity než před tím. Trimr je optimálně nastaven tehdy, je-li napětí na $MB2$ nulové; „rozladováním“ trimru kolem této polohy se napětí zvětšuje, jednou směrem ke kladným, jednou k záporným hodnotám. Je samozřejmé, že při správném nastavení trimru R_{100} musí svítit indikační žárovka stereofonního příjmu.

V dalším kroku nastavíme potřebnou úroveň vstupního signálu. Stejnosměrný voltmetr připojíme na bod $MB3$ a napětí nastavíme trimrem R_{79} na $-1,5$ V. Je vhodné nakonec všechny nastavovací kroky ještě jednou zopakovat.

Nastavení kompenzace přeslechů

V použitém zapojení dekodéru s AFS je kompenzační obvod tvořen součástkami R_{133} , R_{134} , R_{135} . Potřebné kompenzace lze dosáhnout vhodnou volbou těchto součástek. Změnou odporu R_{133} můžeme kompenzaci nastavit ve značném rozsahu. Zde je třeba připomenout, že trimr (místo pevného odporu R_{133}) bychom měli použít jen tehdy, máme-li možnost nastavit celý tuner i s dekodérem generátorem stereofonního signálu. Tento přístroj není příliš rozšířen, proto v dalším je uveden popis zjednodušeného zapojení.

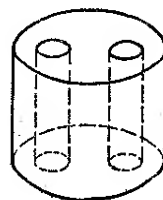
Kdybychom chtěli kompenzovat jen základní přeslech dekodéru, budeme volit odpor $R_{133} = 12$ k Ω . Při spojení dekodéru s tunerem je pak třeba kompenzaci zvětšit, tj. zmenšit odpor R_{133} . Optimální velikost je 10 k Ω . Při nastavování kompenzace lze využít vysílaných stereofonních testů. V tomto případě použijeme trimr, na němž je výhodné označit polohu běžce, odpovídající odporu 10 k Ω ; od této polohy budeme při

nastavování vycházet. Při poslechu testu vyčkáme, až bude vysílána část, při níž je přítomen modulační signál jen v jednom kanálu. Pokud bude signál vysílán jen v levém kanálu, tento kanál odpojíme a posloucháme přeslechy v kanále pravém. Změnou polohy běžce trimru se snažíme dosáhnout minimální hlasitosti. Podobně můžeme postupovat, je-li signál vysílán v pravém kanálu. Nastavovat přeslechy podle testu je ovšem obtížné pro přílišnou krátkost pasáží, vhodných k tomuto účelu.

Na tomto místě je nutno podotknout, že jak vstupní, tak výstupní filtr dekodéru se nenastavuje. Je pouze nutné dodržet přesně předepsané součástky.

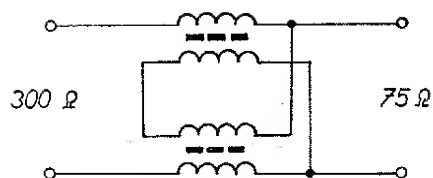
Poznámka

Pro jednoduchost nastavování a vzhledem k reprodukovatelnosti výsledků byl vstup jednotky VKV navržen jako nesymetrický 75 Ω . Tento druh vstupu se hodí k přímému připojení bičové antény (např. při použití jednotky v přenosném přijímači), nebo anténního svodu 75 Ω , tj. souosého (koaxiálního) kabelu (což je i případ připojení tuneru na rozvody společných antén). Budeme-li chtít připojovat na vstup anténní svody realizované dvoulinkou (300 Ω), musíme se postarat o přizpůsobení vhodným transformačním členem. Nejjednodušší je zapojit obráceně běžnou účastnickou šňůru 6 AK 762 24 (AM a VKV/FM) nebo 6 AK 762 23 (I. a III. TV pásmo). Transformační člen si můžeme také zhotovit sami. Použijeme feritový former (Pramet Šumperk, typ 506 300), jehož vzhled je pro ilustraci na obr. 38. V nouzi lze použít dvě feritové trubičky nebo toroidní jádra z materiálu N01. Do jednoho otvoru kolem

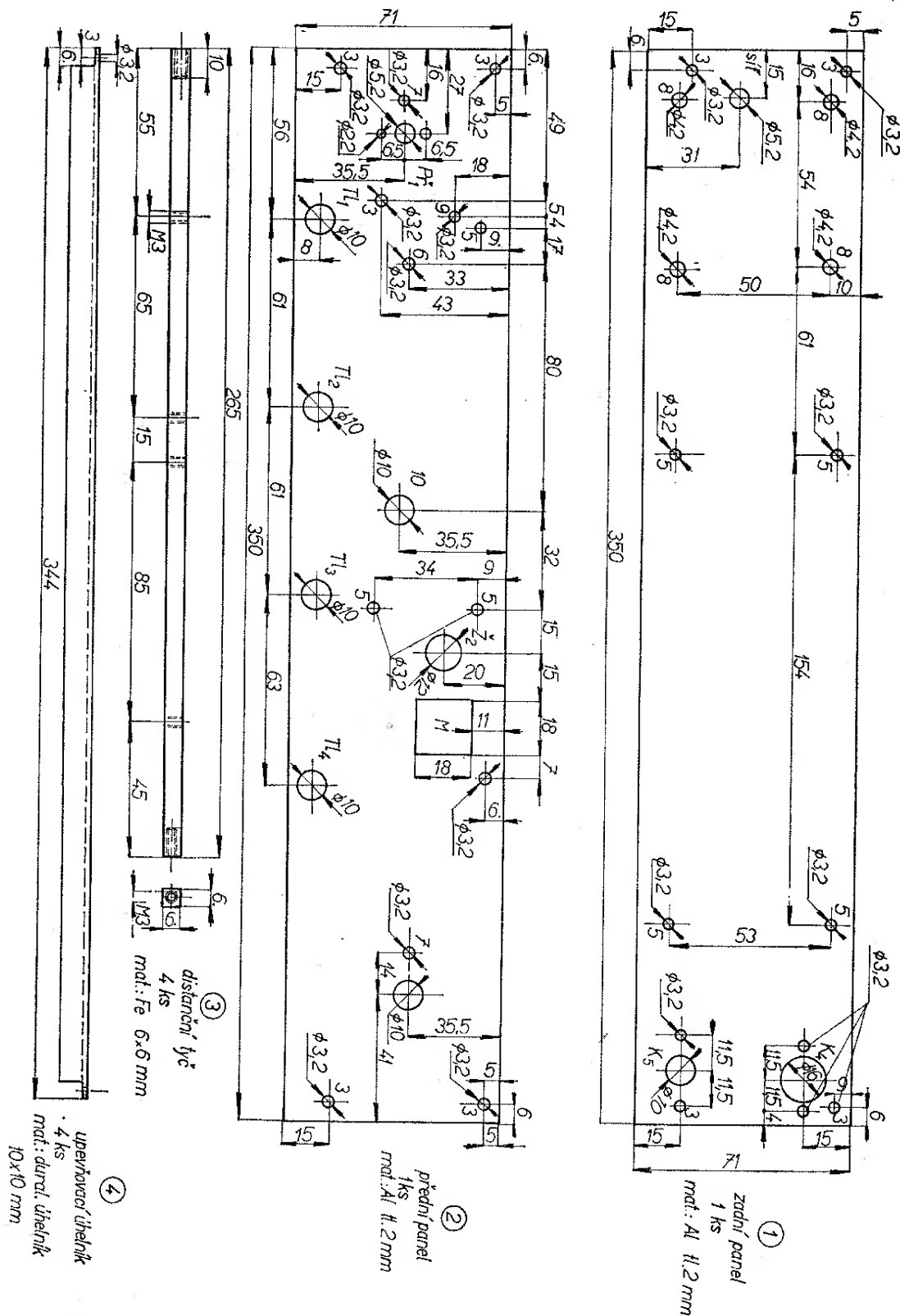


Obr. 38. Feritový former transformačního (desymetrizačního) členu

formeru navineme 2,5 závitů současně dvěma dráty o \varnothing 0,25 až 0,3 mm, izolovaných plastickou hmotou. Stejně postupujeme i u druhého otvoru nebo druhého jádra (trubičky při náhradním řešení). Vinutí se potom propojí podle obr. 39. Hotový transformátor vestavíme



Obr. 39. Vinutí desymetrizačního členu



Obr. 40. Mechanické díly tuneru

do malé krabičky z plastické hmoty a opatříme příslušnými kabely (dvoulinkou na straně 300 Ω a souosým kabelem na straně druhé) nebo jej instalujeme přímo do tuneru, popřípadě k anténě. (V prvním případě jsme ovšem pracně zhotovovali imitaci prodávané účastnické šňůry, kterou dostaneme koupit za 30 až 50 Kčs podle délky).

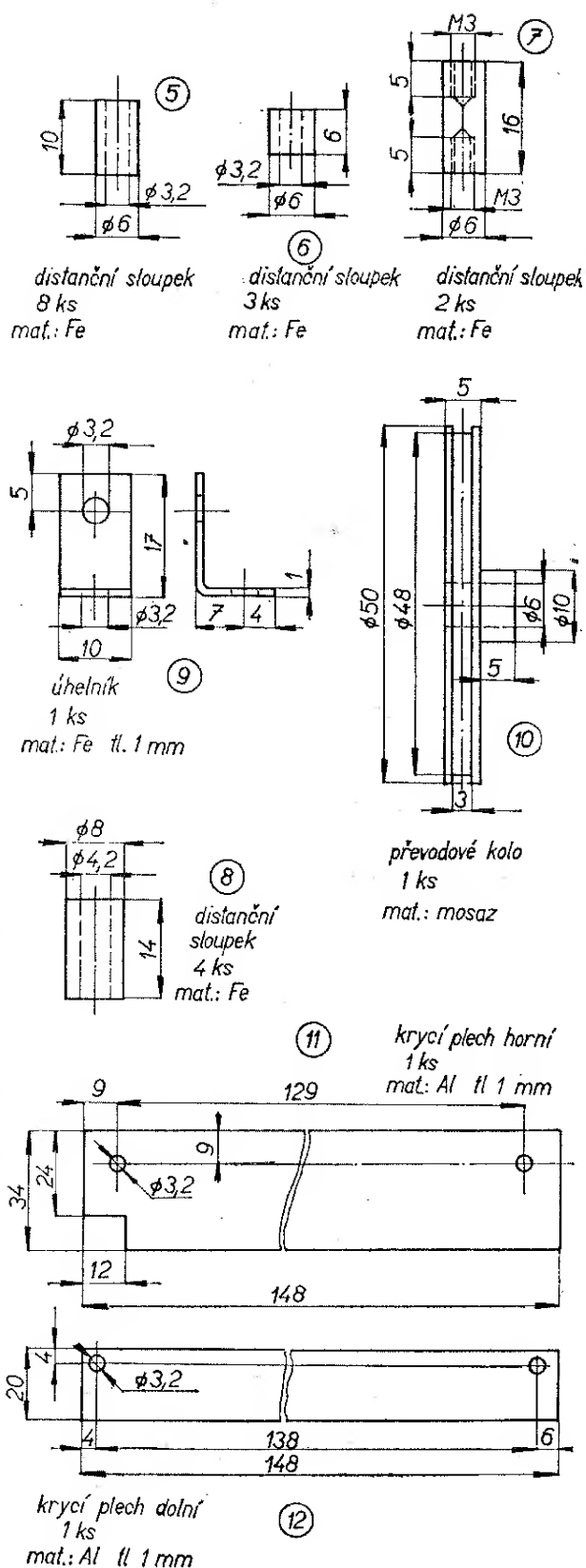
Mechanická sestava

Mechanická sestava tuneru je zřejmá z obr. 40 až 50.

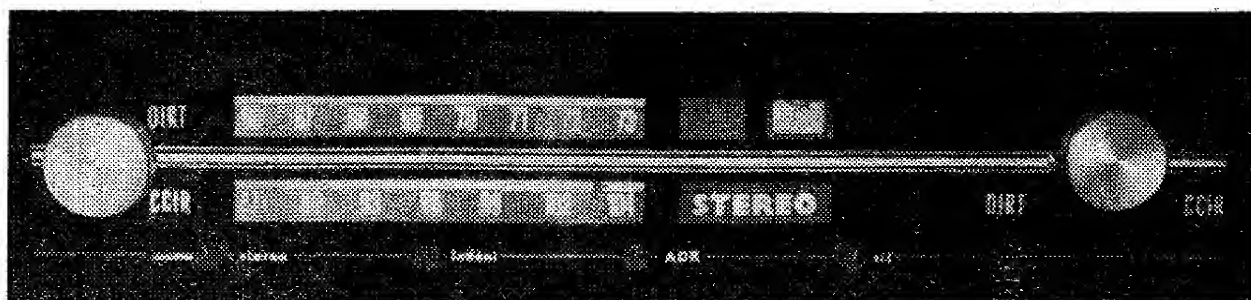
Po opracování zadního panelu zasadíme do otvoru označeného „sít“ pryžovou průchodku a protáhneme síťovou šňůru. Distanční sloupky 8 připevníme na síťový transformátor Tr_1 , který je upevněn na zadním panelu. Dále pak pomocí distančních sloupků 5 přišroubujeme desku napájecího zdroje. Do děr K_4 a K_5 připevníme konektory K_4 a K_5 . Díry 3 v rozích zadního panelu slouží k připevnění distančních tyčí 3.

Dále sestavíme přední panel. Do děr 7 připevníme distanční sloupky 7, na které je přichycena stupnice. Do díry označené P_1 připevníme přepínač rozsahů, jehož hřídel předem zkrátíme na potřebnou délku. Do díry 9 připevníme úhelník 9, na který je distančními sloupky 6 připevněna kladička náhonu stupnice. Tato kladička má v popisovaném tuneru průměr 10 mm, střední díra má průměr 3,2 mm. Podobně jsou zhotoveny i ostatní kladičky. Musíme dbát na to, aby se všechny otáčely volně. Do díry 10 zasadíme ladicí potenciometr R_{63} , na jehož hřídel nasadíme převodové kolo 10. Do díry v pravé části panelu zasadíme ložisko (s výhodou použijeme ložisko ze starého potenciometru), v němž se otáčí ladicí hřídel. Po nasazení lanka ladicího převodu můžeme přišroubovat krycí plechy 11 a 12. Ty jsou připevněny k přednímu panelu distančními sloupky 3. Do příslušných děr upevníme tlačítka Tl_1 až Tl_4 a do děr Z_2 a M upevníme žárovku Z_2 a indikátor vyladění M . Umístění žárovky Z_1 je zřejmé z obrázků.

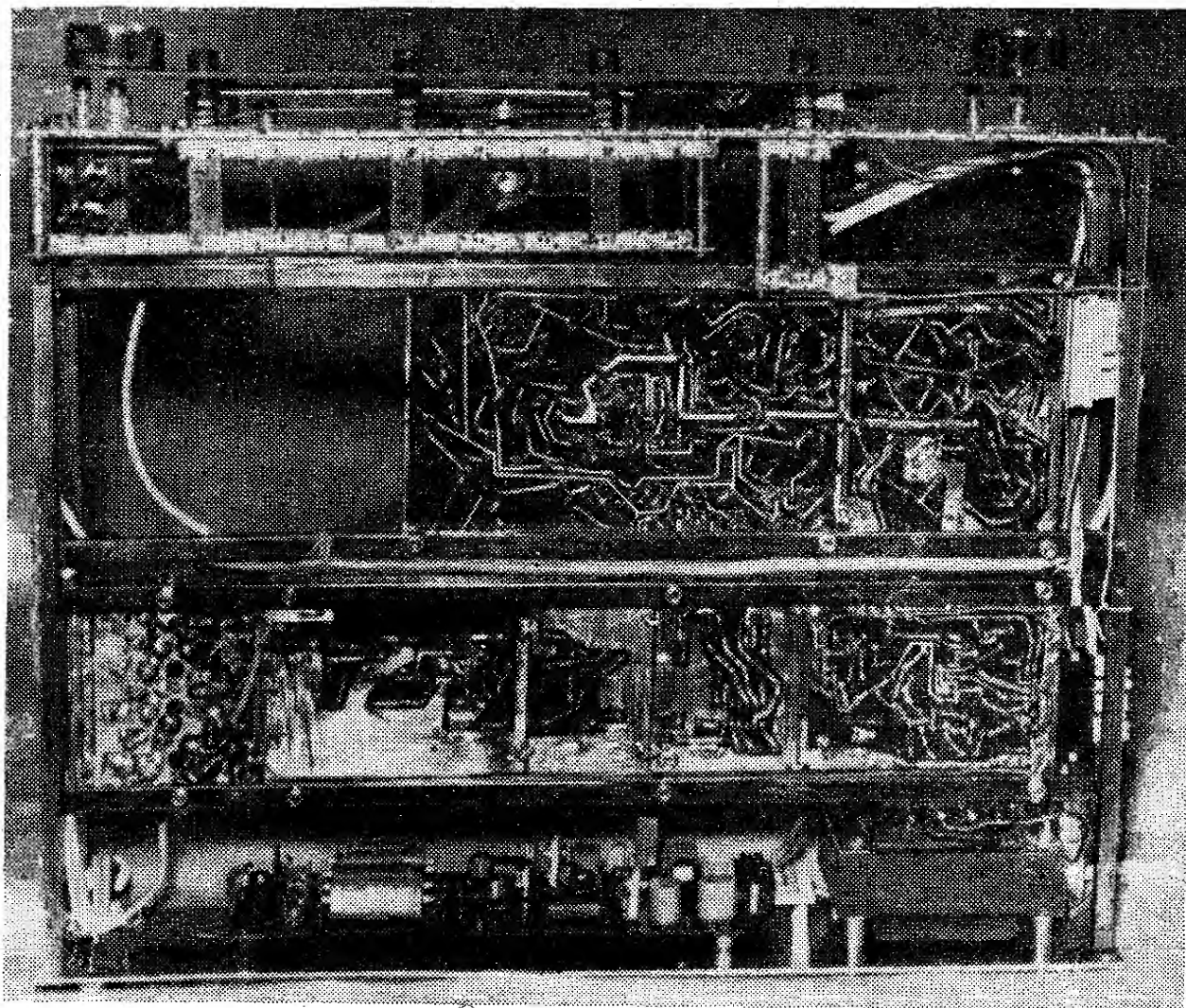
Sestavený přední panel přišroubojeme k distančním tyčím 3, na něž přišroubu-



Obr. 41. Mechanické díly tuneru



Obr. 42. Celkový pohled na tuner



Obr. 43. Pohled na tuner ze strany plošných spojů

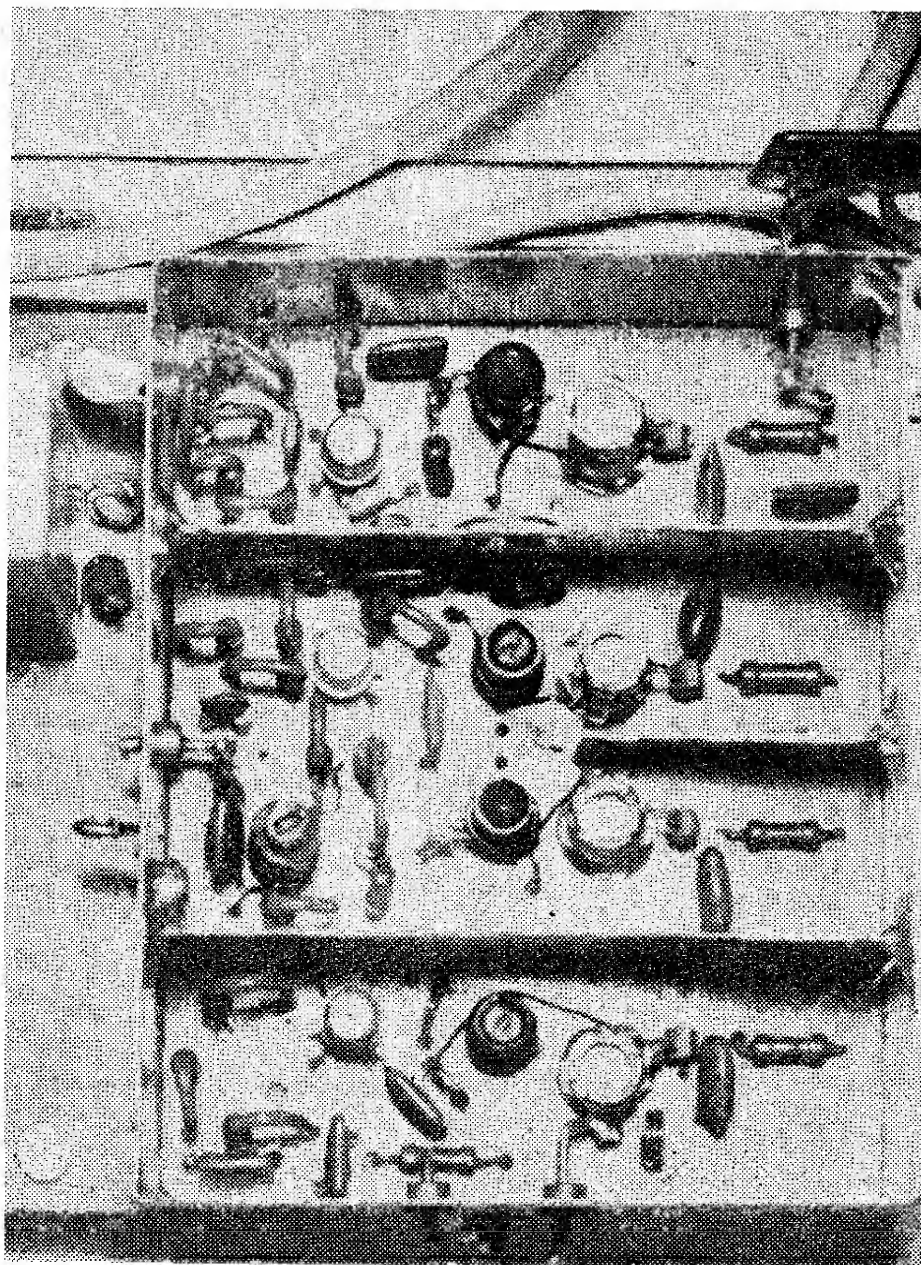
jeme upevňovací úhelníky 4. Na tyče bližší k zadnímu panelu připevníme desky vf dílů, na druhé pak desku stereofonního dekodéru.

Při montáži vf dílů musíme dbát, aby byl plášť vstupní jednotky galvanicky

spojen s kostrou tuneru, a aby deska mf zesilovače byla galvanicky oddělena. Zem mf dílu je propojena s kostrou přístroje až v těsné blízkosti konektoru K_1 .

Je nutno upozornit, že trimry R_{64}

Obr. 44. Vstupní jednotka



a R_{171} a kondenzátory C_{113} a C_{114} jsou upevněny přímo na přepínači rozsahů $Př_1$. Podobně kondenzátor C_{47} je připájen na vnější stranu vstupní jednotky a trimr R_{172} na měřidlo M .

Seznam součástek

Odpory (TR 112a) a trimry

R_1	68 k Ω	R_{10}	3,9 k Ω	R_{18}	1,2 k Ω	R_{42}	68 k Ω , TP 011
R_2	1,2 k Ω	R_{11}	220 Ω	R_{19}	220 Ω	R_{43}	10 k Ω
R_3	220 Ω	R_{12}	1,2 k Ω	R_{20}	3,9 k Ω	R_{44}	27 k Ω
R_4	2,7 k Ω	R_{13}	10 Ω	R_{21}, R_{22}	1,2 k Ω	R_{45}	5,6 k Ω
R_5	5,6 k Ω	R_{14}	180 Ω	R_{23}	330 Ω	R_{46}	1 k Ω , TP 011
R_6	10 Ω	R_{15}	33 k Ω	R_{24}	100 Ω	R_{47}	47 k Ω
R_7, R_8	33 k Ω	R_{16}	12 Ω	R_{25}	3,9 k Ω	R_{48}	10 k Ω
R_9	10 k Ω	R_{17}	10 k Ω	R_{26}	330 Ω	R_{49}	18 k Ω
				R_{27}	1,2 k Ω	R_{50}	6,8 k Ω
				R_{28}	82 Ω	R_{51}	560 Ω
				R_{29}	5,6 k Ω	R_{52}	1 k Ω , TP 011
				R_{30}, R_{31}	100 Ω	R_{53}	10 k Ω
				R_{32}	120 Ω	R_{54}	2,7 k Ω
				R_{33}	330 Ω	R_{55}	47 k Ω
				R_{34}	5,6 k Ω	R_{56}	22 k Ω
				R_{35}	120 Ω	R_{57}	330 Ω
				R_{36}	33 Ω	R_{58}	1 k Ω
				R_{37}	47 k Ω	R_{59}	3,9 k Ω
				R_{38}	5,6 k Ω	R_{60}, R_{61}	10 k Ω
				R_{39}, R_{40}	820 Ω	R_{62}	3,9 k Ω
				R_{41}	10 k Ω		

Navíjecí předpis cívek

Cívka	Ø drátu [mm]	Počet závitů	Ø [mm], kostřička	Kryt	Poznámka
L ₁	0,5	3	3		samonosná, levotočivá
L ₂	0,5	8	5, 4PA 260 17		levotočivá
L ₃	0,5	2	3		samonosná, levotočivá
L ₄	0,5	1,5	3		samonosná, levotočivá
L ₅	0,5	2,5	5, 4PA 260 17		pravotočivá
L' ₅	0,5	5,5	5, 4PA 260 17		pravotočivá
L ₆	0,5	7,5	5, 4PA 260 17		pravotočivá
L ₇	0,5	3,5	3		levotočivá, samonosná
L ₈	0,3	16	5, 4PA 260 17		levotočivá
L ₉	0,5	0,5			smyčka délky 17 mm
L ₁₀	0,5	4,5	5, 4PA 260 17		pravotočivá
L' ₁₀	0,5	2,5	5, 4PA 260 17		pravotočivá
L ₁₁	0,3	1 až 2	5, 4PA 260 16	4PA 687 06	
L ₁₂	0,3	14	5, 4PA 260 16	4PA 687 06	společně s L ₁₁
L ₁₃	vf lanko 10 × 0,05	10 + 10	5, 4PA 260 16	6PA 687 11	společně s L ₁₄
L ₁₄	0,2	20	5, 4PA 260 16	6PA 687 11	společně s L ₁₃
L ₁₅	0,2	20	5, 4PA 260 16	6PA 687 11	společně s L ₁₆
L ₁₆	vf lanko 10 × 0,05	3 + 17	5, 4PA 260 16	6PA 687 11	společně s L ₁₅
L ₁₇	0,15	16	5, 4PA 260 16	4PA 687 06	
L ₁₈	0,1	1 mH	hrníčkové jádro Ø 14 mm × 8 mm		L ₂₁ vinout dvěma dráty současně
L ₁₉	0,1	2,9 mH			
L ₂₀	0,1	1,6 mH			
L ₂₁	0,1	5,5 mH			

R ₆₃	0,1 MΩ/N, TP 280	R ₈₈ , R ₈₇	1,8 kΩ	R ₁₁₄ , R ₁₁₅	1,8 kΩ	R ₁₃₈ , R ₁₃₉	4,7 kΩ
R ₆₄	0,47 MΩ/ /trimr, TP 012	R ₈₈ , R ₈₉	18 kΩ	R ₁₁₆	5,6 kΩ	R ₁₄₀ až R ₁₄₉	10 kΩ
R ₆₅	220 Ω	R ₉₀	10 kΩ	R ₁₁₇	100 Ω	R ₁₅₀ , R ₁₅₁	1 kΩ
R ₆₆	12 kΩ	R ₉₁	3 MΩ, TR 151	R ₁₁₈	22 Ω	R ₁₅₂ , R ₁₅₃	4,7 kΩ
R ₆₇	0,15 MΩ	R ₉₂	10 kΩ	R ₁₁₉	220 Ω/trimr, TP 012	R ₁₅₄ , R ₁₅₅	1 MΩ
R ₆₈	2,7 kΩ	R ₉₃	1,5 kΩ	R ₁₂₀	8,2 kΩ	R ₁₅₆	220 Ω
R ₆₉	1,8 kΩ	R ₉₄	0,18 MΩ	R ₁₂₁	22 Ω	R ₁₅₇ , R ₁₅₈	2 × 100 Ω paralelně, TR 153
R ₇₀	2,2 kΩ	R ₉₅ , R ₉₇	3,3 kΩ	R ₁₂₂	100 Ω	R ₁₅₉ až R ₁₆₂	3,3 kΩ
R ₇₁	330 Ω	R ₉₆	220 Ω	R ₁₂₃	1,5 kΩ	R ₁₆₃ , R ₁₆₄	10 kΩ/trimr, TP 011
R ₇₂	10 Ω	R ₉₈ , R ₉₉	470 Ω	R ₁₂₄	0,82 MΩ	R ₁₆₅	39 Ω, TR 636
R ₇₃	270 Ω	R ₁₀₀	4,7 kΩ/trimr, TP 012	R ₁₂₅	470 Ω	R ₁₆₆ , R ₁₆₇	5,6 kΩ
R ₇₄	1 kΩ	R ₁₀₁	10 kΩ	R ₁₂₆	4,7 kΩ	R ₁₆₈	39 Ω, TR 636
R ₇₅	680 Ω	R ₁₀₂	5,6 kΩ	R ₁₂₇ , R ₁₂₈ , R ₁₂₉	1,8 kΩ	R ₁₆₉	10 kΩ
R ₇₆	47 kΩ	R ₁₀₃ , R ₁₀₄	1 kΩ	R ₁₃₀	10 kΩ	R ₁₇₀	100 Ω
R ₇₇	220 Ω	R ₁₀₅ , R ₁₀₆	4,7 kΩ	R ₁₃₁ , R ₁₃₂	4,7 kΩ	R ₁₇₁	0,47 MΩ/ /trimr, TP 012
R ₇₈	5,6 kΩ	R ₁₀₇	47 Ω	R ₁₃₃	22 kΩ/trimr, TP 011	R ₁₇₂	0,1 MΩ/ /trimr, TP 012
R ₇₉	10 kΩ/trimr, TP 012	R ₁₀₈	470 Ω	R ₁₃₄ , R ₁₃₅	3,3 kΩ	R ₁₇₃	820 Ω
R ₈₀ , R ₈₁	1 kΩ	R ₁₀₉	4,7 kΩ		0,5 %		
R ₈₂ , R ₈₃	1,8 kΩ, 0,5 %	R ₁₁₀	470 Ω	R ₁₃₆	10 kΩ		
R ₈₄ , R ₈₅	10 kΩ	R ₁₁₁	1,2 kΩ	R ₁₃₇	1,8 kΩ		
		R ₁₁₂	3,9 kΩ				
		R ₁₁₃	10 kΩ				

Kondenzátory

C_1	330 pF, TK 724
C_2	1 nF, TK 724
C_3, C_7, C_{10}, C_{15}	trimr 1 až 5 pF, WK 70 122
C_4 až C_6	2,2 nF, TK 724
C_8, C_9	1 nF, TK 724
C_{11} až C_{13}	2,2 nF, TK 724
C_{14}	150 pF, TK 754
C_{16}	100 pF, TK 754
C_{17}	2,7 pF, TK 650
C_{18}	27 pF, TK 754
C_{19}, C_{20}	2,2 nF, TK 724
C_{21}	10 nF, TK 744
C_{22}, C_{23}	330 pF, TC 281
C_{24} až C_{27}	22 nF, TK 744
C_{28}	1 nF, TK 724
C_{29}	22 nF, TK 744
C_{30}	20 μ F, TE 004
C_{31}	0,1 μ F, TK 783
C_{32}	82 pF, TK 754
C_{33}	0,15 μ F, TK 782
C_{34}	82 pF, TK 754
C_{35}	1,2 pF, TK 650
C_{36}, C_{37}	82 pF, TK 754
C_{38}	47 nF, TK 783
C_{39}	1 nF, TK 724
C_{40}	68 nF, TK 783
C_{41}	18 pF, TK 754
C_{42}	100 pF, TK 754
C_{43}	0,1 μ F, TK 783
C_{44}	68 nF, TK 783
C_{45}	100 pF, TK 754
C_{46}	2 μ F, TE 005
C_{47}	0,1 μ F, TK 783
C_{48}	2 μ F, TE 005
C_{49}	82 pF, TK 754
C_{50}	22 nF, TK 744
C_{51}	10 nF, TK 744
C_{52}	1 nF, TK 724
C_{53}	47 nF, TK 783
C_{54}	20 μ F, TE 005
C_{55}	2 μ F, TE 005
C_{56}	10 μ F, TE 003
C_{57}	5 μ F, TE 004
C_{58}	200 μ F, TE 002
C_{59}	50 μ F, TE 004
C_{60}	1,2 nF, TC 281
C_{61}	3,3 nF, TC 281
C_{62}	1,5 nF, TC 281
C_{63}	1,2 nF, TC 281
C_{64}	6,8 nF, TC 281
C_{65}	10 μ F, TE 003
C_{66}	50 μ F, TE 004
C_{67}	50 μ F, TE 002
C_{68}	0,1 μ F, TC 181
C_{69}	50 μ F, TE 002
C_{70}	1 μ F, TC 180
C_{71}, C_{72}	0,1 μ F, TC 181
C_{73}	1 μ F, TC 180
C_{74}	4,7 nF, TK 744
C_{75}	220 pF, TK 794
C_{76}, C_{77}	10 nF, TK 744
C_{78}, C_{79}	1 nF, TC 281
C_{80}, C_{81}	10 nF, TK 744
C_{82}	0,47 μ F, TC 180
C_{83}	220 pF, TK 794

C_{84}	4,7 nF, TK 744
C_{85}	50 μ F, TE 002
C_{86}, C_{87}	10 nF, TC 281
C_{88}, C_{89}	10 μ F, TE 005
C_{90}, C_{91}	1 nF, TC 281
C_{92}, C_{93}	680 pF, TC 281
C_{94}, C_{95}	470 pF, TC 281
C_{96}, C_{97}	2 μ F, TE 005
C_{98}	200 μ F, TE 984
C_{99}, C_{100}	10 nF, TK 745
C_{101} až C_{104}	500 μ F, TE 986
C_{105}, C_{106}	0,22 μ F, TC 180
C_{107} až C_{110}	200 μ F, TE 002
C_{111}	68 nF, TK 783
C_{112}	0,1 μ F, TK 783
C_{113}	50 μ F, TE 004
C_{114}	20 μ F, TE 005

Diody

D_1 až D_4	KB105G
D_5, D_6, D_{12} až D_{15}, D_{17} až D_{24}	KA206
D_7	GA203
D_8, D_9, D_{10}	KA501
D_{16}	GA204
D_{25} až D_{28}	KY130/80
D_{29}, D_{30}	7NZ70

Tranzistory

T_1 až T_5	KF525
T_6 až T_{10}	KC509
T_6, T_7, T_{12} až T_{18}, T_{21} až T_{23}, T_{25} až T_{30}, T_{31}	KC508
$T_{11}, T_{19}, T_{20}, T_{24}, T_{26}, T_{35}, T_{37}$	KF517
T_{32}, T_{36}	KF 507

Integrované obvody

IO_1	MAA661
IO_2, IO_4	MAA504
IO_3	MH7474

Konektory

K_{1a}, K_{2a}, K_{3a}	WK 462 05
K_{1b}, K_{2b}, K_{3b}	WK 465 15
K_4	6AF 282 05
K_5	6AF 280 00

Tlačítka

TL_1 až TL_3	tlačítko Isostat, 2 x přepínac
TL_4	tlačítko Isostat, síťový spínač

Měřidlo

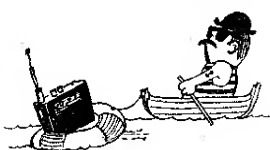
M	D22, 200 μ A
-----	------------------

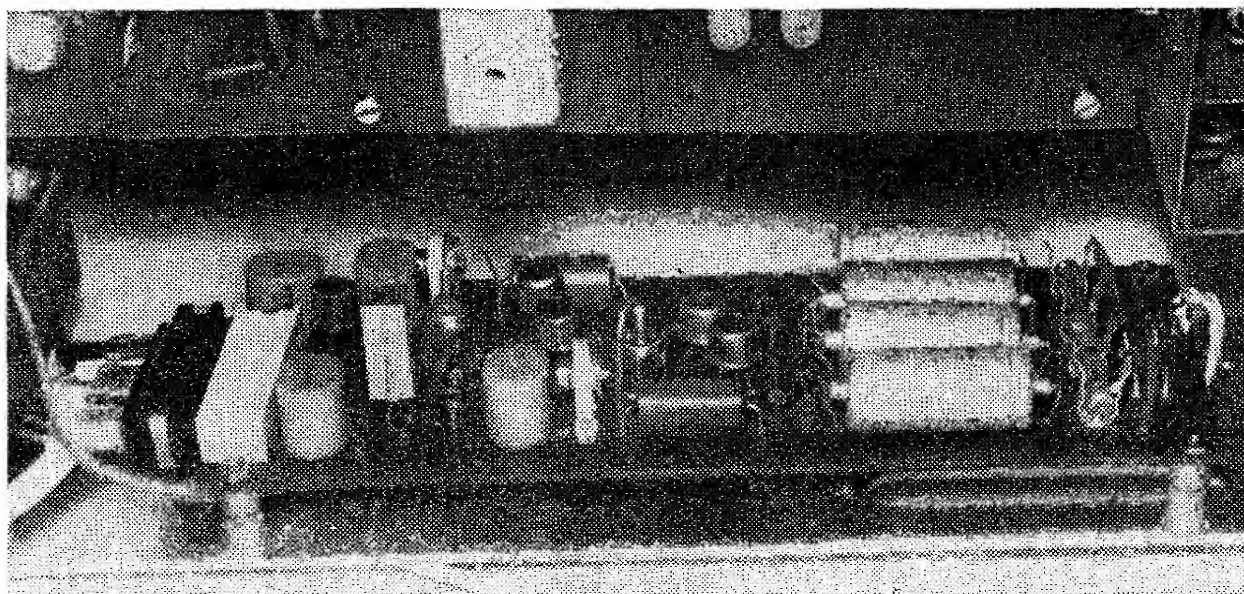
Žárovky

Z_1	telefonní žárovka 6 V/50 mA
Z_2	telefonní žárovka 24 V/50 mA

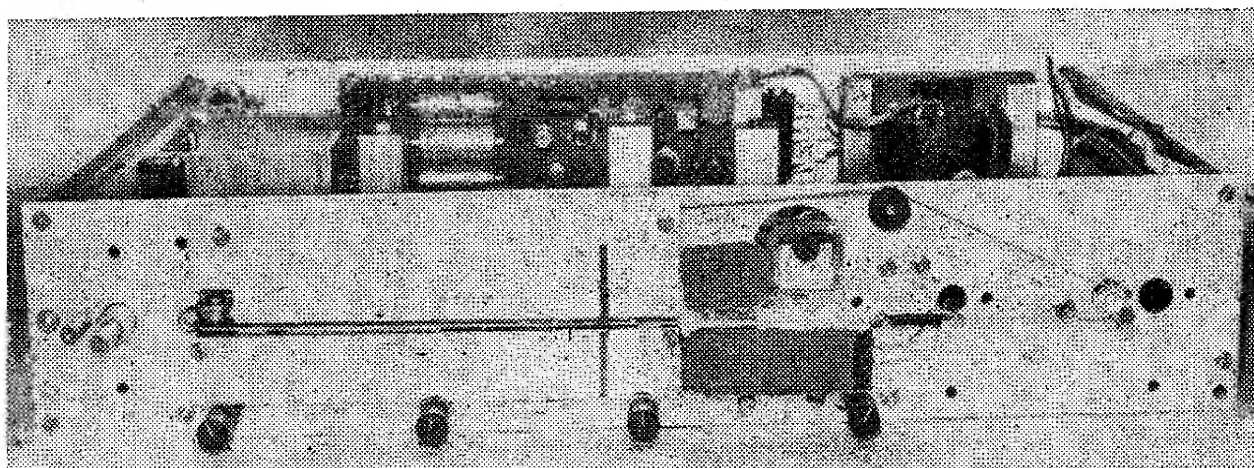
Ostatní součásti

Tr	síťový transformátor 220 V/2 x 20 V /200 mA
Po_1 až Po_3	držák pojistky do plošných spojů
$Př_1$	vlnový přepínač WK 533 16

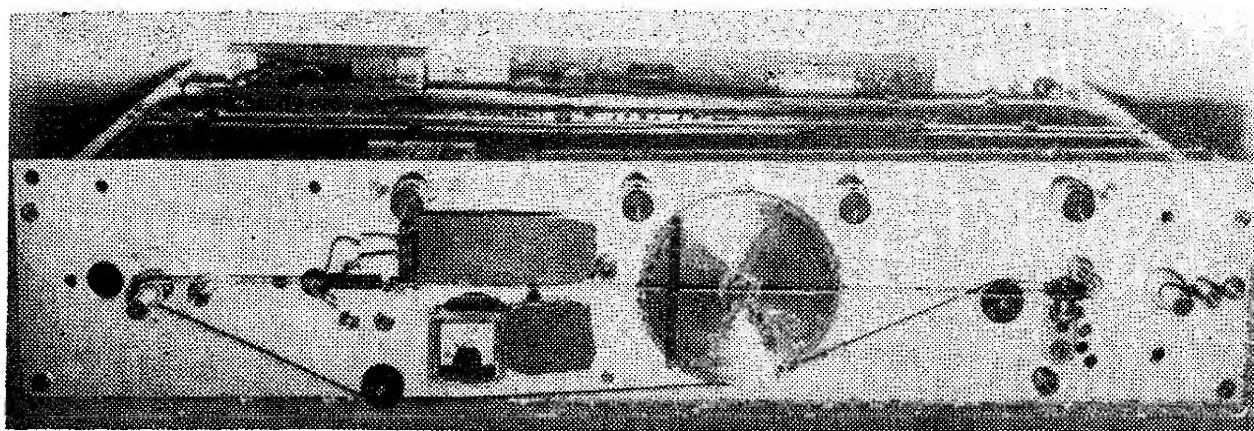




Obr. 47. Napájecí zdroj



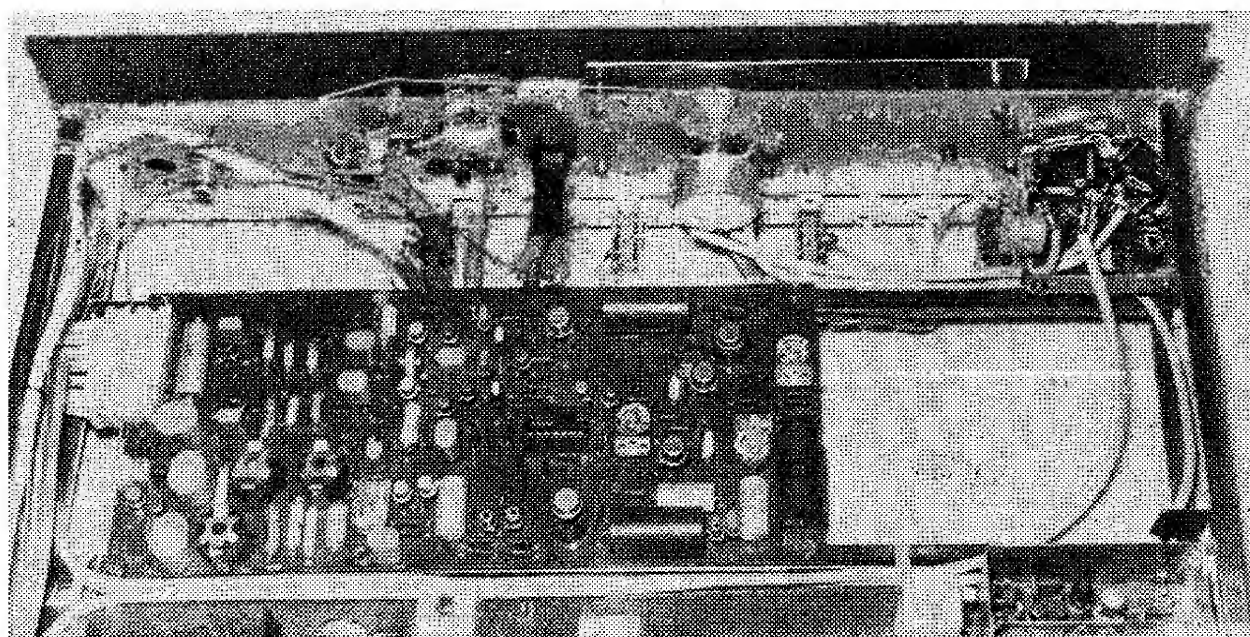
Obr. 48. Pohled na přední subpanel



Obr. 49. Detail ladícího mechanismu

Literatura

- [1] *Portus, R. T.; Haywood, A. J.*: Phase locked stereo dekodér. *Wireless World* září 1970.
- [2] *Sachtleben, H. J.*: Seitenbandfilter für Stereofernempfang. *Radio, Fernsehen, Elektronik* č. 18/1972.
- [3] *Kryška, L.; Teska, V.*: Stereofonní dekodér s automatickou fázovou synchronizací. *AR* č. 6, 7, 8/1973.
- [4] *Kristofovič, G.; Kryška, L.*: Jednotka VKV třídy Hi-Fi s velkou přeladitelností. *AR* č. 6/1974.
- [5] *Kryška, L.*: Jednotka VKV třídy Hi-Fi s velkou přeladitelností. *AR* č. 7/1974.
- [6] *Kristofovič, G.; Kryška, L.*: Návrh a konstrukce přijímačů VKV. *Radiový konstruktér* č. 5/1973.
- [7] Mezifrekvenční FM zesilovač, detektor a nf předzesilovač MAA661. *Technické zprávy n. p. TESLA Rožnov.*
- [8] Tuner FM-3. Firemní literatura firmy QUAD.
- [9] *Kollman, M.*: Soustředěná selektivita pro 10,7 MHz. Čtení o Hi-Fi (v tisku).



Obr. 50. Pohled na přední subpanel z vnitřní strany tuneru

AUTOMATICKÉ LADĚNÍ PRO „TUNER – KIT 74“

Jedním z možných doplňků přijímače je elektronické vyhledávání stanic. Předpokladem je ovšem, že k ladění vstupní jednotky jsou použity kapacitní diody-varikapy. V tomto případě se stanice ladí změnou stejnosměrného napětí, přiloženého na varikapy. Použijeme-li zdroj s velkým vnitřním odporem, který má na výstupu kondenzátor s velkou kapacitou, bude napětí na kondenzátoru časově závislé. Pře-

vedením tohoto napětí na varikapy získáme časově závislý průběh přijímaných signálů. Podle časové konstanty (vnitřní odpor zdroje a kapacita kondenzátoru) se řídí rychlost přeladování. Bez dalšího doplnění tak získáváme tzv. přehledové ladění, jímž je vybaven např. přijímač T 632A n. p. TESLA Pardubice.

Skutečné automatické ladění vyžaduje zařadit do série se zdrojem elektro-

nický spínač. V praxi se do série se zdrojem konstantního napětí zařazuje tranzistor jako zdroj konstantního proudu. Napětí na kondenzátoru má pak lineární průběh. Hlavní výhodou je, že nabíjení lze v kterémkoli okamžiku přerušit uzavřením tranzistoru. Na počátku ladění je kondenzátor vybit a na varikapech je napětí, jemuž odpovídá přijímaný signál minimálního kmitočtu. Po stisknutí tlačítka se tranzistor automaticky otevře a napětí na kondenzátoru se začne zvětšovat. Při doladování na určitou, kmitočtově nejbližší stanici se na výstupu kmitočtového detektoru objeví stejnosměrná složka, která v okamžiku, kdy křivka S detektoru projde nulou, rozpojí elektronický spínač. Napětí na kondenzátoru se přestane zvětšovat a ladění je skončeno. Varikapy, protože jsou pólovány v závěrném směru, neodebírají prakticky žádný proud a napětí na kondenzátoru bude konstantní. Kondenzátor se však bude vlivem různých svodů pomalu vybíjet. Z tohoto důvodu se používá pomocný zdroj proudu, ovládaný napětím určeným pro ADK, který kompenzuje parazitní svodové proudy a zajišťuje tak konstantní a přesné naladění na stanici.

Stisknutím tlačítka se automaticky sepne elektronický spínač a kondenzátor se začne opět nabíjet. Ladicí napětí se zvětšuje tak dlouho, až se na detektoru opět objeví stejnosměrné napětí, po jehož průchodu nulou opět zasáhne automatika. Výše popsaným postupem se přijímač naladí na nejbližší sousední stanici.

K obvodům automatického ladění patří obvod, který po dosažení maximálního ladicího napětí (nejvyššího přijímaného kmitočtu) zkratuje kondenzátor a ladění přijímače začíná opět od začátku stupnice.

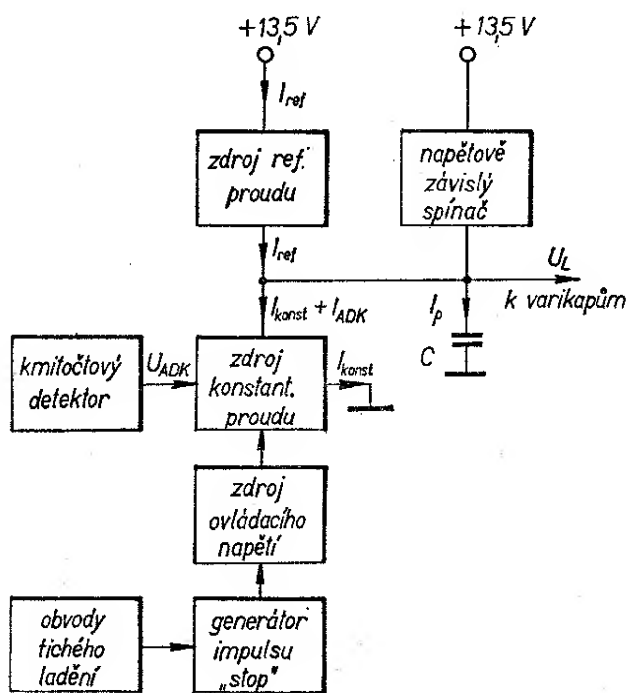
Dále je popsáno automatické ladění, které bylo realizováno ve spojení s Tunerem – kit 74.

Principem popisovaného automatického ladění je vybíjení kondenzátoru konstantním proudem. V uvedeném systému je k vybíjení kondenzátoru C použit řízený zdroj konstantního proudu I_{konst} . Náboj kondenzátoru C (a tedy

i napětí na něm) bude závislé na proudu I_{ref} referenčního zdroje proudu (obr. 51). Směrem ke spodnímu konci kmitočtového pásma se ladí přiložením ovládacího napětí ke zdroji konstantního proudu. Ladicí napětí U_L může se tedy buď

- zmenšovat, je-li $I_{konst} > I_{ref}$ (kondenzátor C se vybíjí proudem $I_{konst} - I_{ref}$),
- nebo být konstantní, je-li $I_{ref} = I_{konst}$ (zanedbáváme svodový proud kondenzátoru C).

Zdroj konstantního proudu je vybaven zdrojem ovládacího napětí, které při sepnutí tlačítka „start“ působí tak, že je I_{konst} větší než I_{ref} . Potom se bude kondenzátor C vybíjet proudem $I_{konst} - I_{ref}$, takže se napětí U_L bude zmenšovat (přijímač se bude přeladovat směrem ke spodnímu konci kmitočtového pásma). Bude-li při určitém napětí U_L přijímač naladěn na signál dostatečně silného vysílače, zdroj ovládacího napětí se automaticky přepne tak, že $I_{konst} = I_{ref}$. Napětí U_L bude konstantní a přesnost naladění stanice je dále ovlivňována již pouze napětím ADK (automatické doladění kmitočtu).



Obr. 51. Blokové zapojení automatického ladění

Automatické ladění může tak pokračovat od stanice ke stanici až ke spodnímu konci kmitočtového pásma (asi 63 MHz), kdy napětí U_L bude minimální. V tomto okamžiku napětově závislý spínač nabije kondenzátor C a ladící napětí se vrátí na výchozí úroveň (přijímač se skokem přeladí na horní konec kmitočtového pásma, tj. asi na 100 MHz).

Správné naladění přijímače vyžaduje, aby napětí U_L bylo konstantní, čehož by se mělo dosáhnout, bude-li platit $I_{\text{konst}} = I_{\text{ref}}$. Nesmíme ovšem zapomenout, že kondenzátor C bude mít svodový proud I_s a že zdroje proudu I_{konst} a I_{ref} budou vykazovat proudový drift v závislosti na času. Tyto parazitní proudy označíme I_p . To znamená, že by při přesném naladění měla být splněna podmínka $I_{\text{konst}} + I_p = I_{\text{ref}}$.

Vzhledem k tomu, že proud I_p není konstantní, bude se během času měnit proud $I_{\text{konst}} + I_p$. Tyto změny je nutno kompenzovat proudem I_{ADK} , který je odvozen z napětí ADK. Musí potom platit $I_{\text{konst}} + I_p + I_{\text{ADK}} = I_{\text{ref}}$.

Jak jsme se již zmínili, součástí obvodů automatického ladění je zdroj ovládacího napětí, který automaticky mění velikost I_{konst} v okamžiku, kdy je naladěna nějaká stanice. Impuls pro ovládání tohoto zdroje je odvozen z obvodu tichého ladění.

Obvod, v němž vzniká uvažovaný impuls, budeme nazývat generátorem stop-impulsu. Je nutné, aby stop-impuls byl vyslán právě v tom okamžiku, kdy vyhledávaná stanice je již v „záchytném“ rozsahu ADK.

Na základě předcházejícího rozboru vidíme, že obvody automatického ladění budou obsahovat:

1. Zdroj konstantního proudu I_{konst} , který je řízen jednak napětím U_{ADK} (z výstupu kmitočtového detektoru) a jednak zdrojem ovládacího napětí.
2. Přepínatelný zdroj ovládacího napětí.
3. Generátor stop-impulsu.
4. Zdroj proudu I_{ref} .

Na obr. 52 je skutečné zapojení obvodů automatického ladění. Řídící napětí U_{ADK} z výstupu kmitočtového detektoru (vývod 14 obvodu MAA661) je přivedeno na bázi tranzistoru T_1 , který je zapojen jako emitorový sledovač. V emitoru T_1 je Zenerova dioda D_1 , která posouvá stejnosměrnou úroveň napětí U_{ADK} asi o 5 V. Bez tohoto posuvu by bylo minimální ladící napětí U_L nedostatečné. Jako zdroj konstantního proudu je zapojen tranzistor T_3 . Proud tohoto zdroje je řízen jednak napětím U_{ADK} (přes odpor 15 k Ω), jednak napětím ze zdroje ovládacího napětí (přes diodu D_2).

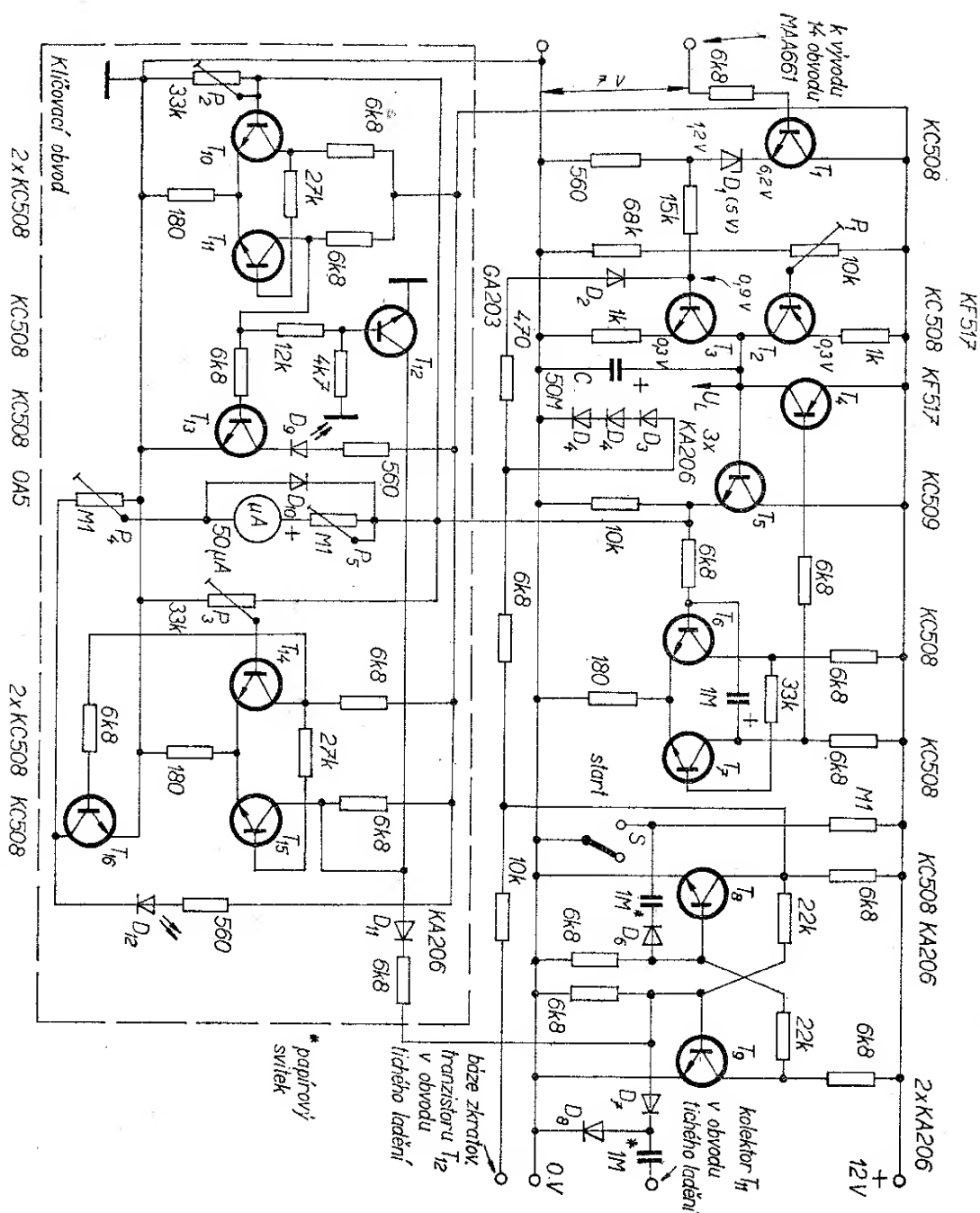
Zdroj referenčního proudu I_{ref} je realizován tranzistorem T_2 . Vhodnou velikost proudu I_{ref} nastavujeme odporovým trimrem P_1 .

Zdroj ovládacího napětí je zapojen jako bistabilní klopný obvod (s tranzistory T_8 a T_9), jehož stav je ovládán zápornými impulsy. Při povelu „start“ (po stisknutí tlačítka spínače) se tranzistor T_8 uzavře. Napětí na jeho kolektoru se zvětší asi na 6 až 8 V. Toto napětí pak otevírá T_3 , kolektorový proud T_3 se zvětšuje. Kondenzátor C začne vybíjet a napětí U_L se tedy zmenšuje. Naladí-li se přijímač na nějakou stanici, překlápí se klopný obvod záporným impulsem, přivedeným na bázi T_9 . Tranzistor T_8 bude plně otevřen a napětí na jeho kolektoru bude téměř nulové. Vzhledem k tomu, že napětí na bázi T_3 je nyní kladnější než napětí na kolektoru T_8 , bude zdroj konstantního proudu oddělen diodou D_2 od zdroje ovládacího napětí. Proud I_{konst} bude tedy nyní záviset pouze na napětí U_{ADK} a je splněna podmínka $I_{\text{konst}} + I_p + I_{\text{ADK}} = I_{\text{ref}}$.

Napětově závislý spínač se skládá z monostabilního klopného obvodu s tranzistory T_6 , T_7 a spínacího tranzistoru T_4 . Ladící napětí U_L je přivedeno na bázi T_6 přes oddělovací stupeň s tranzistorem T_5 . K emitoru T_5 můžeme také připojit měřicí přístroj, který při provozu s automatickým laděním bude nahrazovat stupnici.

Nastavit správně proud I_{ref} je velmi jednoduché. Po instalaci obvodu automatického ladění do přijímače odpájíme

Obr. 52. Zapojení obvodu automatického ladění



jeden z vývodů diody D_2 (přerušíme tak přívod ovládacího napětí). Uvedeme do chodu celý přijímač s odpojenou anténou. Mezi emitor T_5 a zem připojíme stejnosměrný voltmetr. Trimrem P_1 nastavíme nyní takový proud I_{ref} , aby se napětí na měřicím přístroji ustálilo asi na 7 až 8 V. Po připojení vývodu diody D_2 na původní místo je nastavování skončeno. Aby nedocházelo k rušivým zvukům po stisknutí tlačítka „start“, odebírá se z kolektoru T_8 napětí, které otevírá zkratovací tranzistor T_{12} v obvodech tichého ladění.

Popsaný systém má jeden drobný nedostatek. Automatické ladění bude totiž pracovat v celém kmitočtovém pásmu 64 MHz až 100 MHz. To znamená, že automatické ladění může naladit přijímač na signály z nežádoucího mezí pásma 74 MHz až 88 MHz.

Komu by tato skutečnost vadila, může doplnit obvody automatického ladění dalším obvodem, který nežádané mezí pásmo vyklíčuje.

Zapojení tohoto obvodu je též na obr. 52. Základním požadavkem je potlačit stop-impulzy v pásmu 74 MHz až

88 MHz. K tomuto účelu slouží dva klopné obvody s tranzistory (T_{10} a T_{11} , popř. T_{14} a T_{15}). Trimrem P_2 je nastavena taková úroveň vstupního ladicího napětí U_L , aby tranzistor T_{10} byl ve vodivém stavu v celém pásmu 88 až 100 MHz. Zmenší-li se ladicí napětí U_L na velikost, odpovídající kmitočtu 88 MHz, obvod se překlápí, tj. tranzistor T_{10} bude v nevodivém stavu. Druhý klopný obvod je nastaven trimrem P_3 tak, aby tranzistor T_{14} byl ve vodivém stavu v pásmu 74 MHz až 100 MHz. Při dosažení takové úrovně U_L , které odpovídá naladění přijímače na kmitočet 74 MHz, obvod se překlápí, tj. tranzistor T_{14} bude v nevodivém stavu.

V následující tabulce je uvedena závislost kolektorového napětí jednotlivých tranzistorů na naladění přijímače.

Stav	Kmitočet [MHz]	T_{10}	T_{11}	T_{14}	T_{15}
1	88 až 100	0	+	0	+
2	74 až 88	+	0	0	+
3	63 až 74	+	0	+	0

Poznámka: napětí označené + je ve skutečnosti asi +6 až +8 V.

Pro náš účel budeme vyžadovat, aby při kombinaci kolektorových napětí označených v tabulce jako stav 2 (a pouze v tomto stavu) byly stop-impulsy potlačeny. Tento stav je vyhodnocován tranzistorem T_{12} . Jak se můžeme přesvědčit pouze ve stavu 2 bude na kolektoru T_{12} kladné napětí, které je potom dále přivedeno do příslušného vstupu klopného obvodu generátoru stop-impulsu a zabraňuje tak jeho překlápění. Pokud se obvod nepřeklápí, nevznikne tedy ani stop-impuls. To znamená, že automatické ladění se nemůže zastavit na žádné stanici v pásmu 74 MHz až 88 MHz.

Luminiscenční diody v kolektorech tranzistorů T_{13} a T_{16} signalizují naladění do pásma OIRT popř. CCIR.

Jak bylo již řečeno, je vhodné použít k indikaci napětí U_L při provozu

s automatickým laděním ručkové měřidlo. Budeme-li používat popisovaný klíčovací obvod, můžeme s výhodou zapojit měřidlo tak jako na obr. 52. V tomto případě totiž využijeme plné výchylky ručky měřidla pro každé z pásem. O které z pásem jde, poznáme podle svitu indikačních diod. Aby zapojení správně pracovalo, je třeba především nastavit správně trimry P_4 a P_5 . Trimr P_5 nastavíme tak, aby při naladění přijímače na kmitočet 100 MHz byla výchylka ručky měřidla maximální. Poté přeladíme přijímač na kmitočet 88 MHz a nastavíme trimrem P_4 nulovou výchylku. Uvedený postup je vhodné několikrát opakovat. Při nastavování trimrů P_4 a P_5 je vhodné připojit na vstup přijímače signální generátor, který střídavě ladíme na 88 MHz a 100 MHz. Máme tak zaručeno, že automatické ladění se zastaví na požadovaných kmitočtech.

Jak bylo již uvedeno, jsou v uvedeném zapojení použity luminiscenční diody. Tyto diody je možno nahradit miniaturními žárovkami z elektrických vláček. V tomto případě musíme zmenšit odpory v kolektorech tranzistorů T_{13} a T_{16} (v krajním případě můžeme odpory i vypustit).

Několik poznámek k elektrické koncepci Tuner – kit 74

Na tomto místě je vhodné upozornit na to, že stavební návod na Tuner – kit 74 je volen tak, aby ti, kteří mají již hotový některý díl (např. vstupní jednotku, dekoder apod.) mohli tento díl použít v popisovaném přístroji. Zvláště je možno doporučit použití piezokeramických filtrů v mf zesilovači. Příklad zapojení mf stupně s takovýmto filtrem byl uveden na jiném místě této publikace.

Pro ty, kteří uvažují o stavbě mf zesilovače s keramickým filtrem, jsou dále uvedeny základní technické údaje nejběžnějších filtrů SFE 10,7MA a SFW 10,7 MA.



Keramický filtr SFE 10,7 MA

Keramický filtr SFE 10,7 MA je složen ze dvou přimovázaných keramických rezonátorů na jednom substrátu. Slouží jako soustředěná selektivita pro tranzistorové mf zesilovače FM [1].

Elektrické vlastnosti

SFE 10,7 MA SFE 10,7 MS2

Střední kmitočet f_0 : 10,64 až 10,76 MHz (v pěti řadách).

Odchylka středního kmitočtu Δf_0 : ± 30 kHz.

Barevné označení:

- řada D, $f_0 = 10,64$ MHz, černé
- B, $f_0 = 10,67$ MHz, modré
- A, $f_0 = 10,70$ MHz, červené,
- C, $f_0 = 10,73$ MHz, oranžové,
- E, $f_0 = 10,76$ MHz, bílé.

Šířka pásma $B_{3\text{dB}}$:

280 ± 50 kHz 230 ± 50 kHz,
 $B_{20\text{dB}}$: ≤ 650 kHz ≤ 600 kHz.

Zvlnění r : < 1 dB typ. (1,5 dB max.).

Průchozí útlum D_D : 5 dB typ. (6 dB max.).

Potlačení nežádoucích kmitočtů: 9 až

12 MHz ≥ 30 dB, 8 až 12 MHz ≥ 40 dB.

Maximální stejnosměrné napětí (U_{1-2} ; U_{2-3}): 50 V.

Maximální mezivrcholové napětí (U_{1-2} ; U_{2-3}): 10 V.

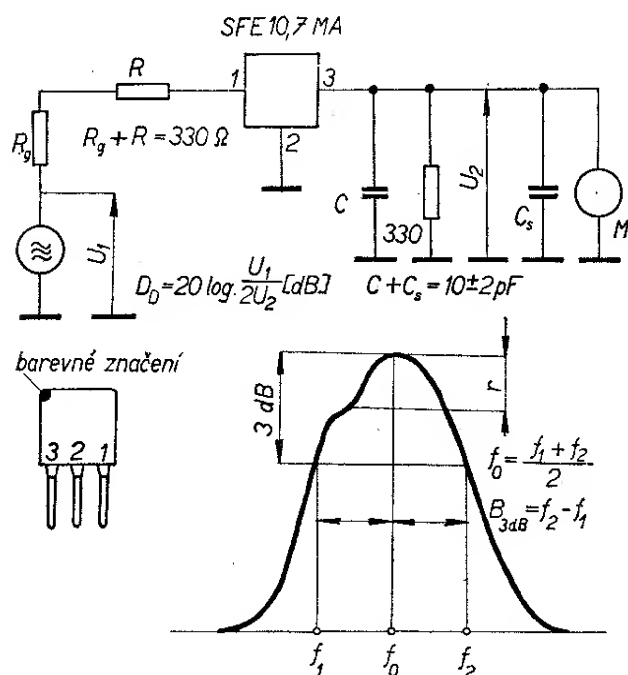
Pracovní teplota: -20 až $+80$ °C.

Způsob zapojení

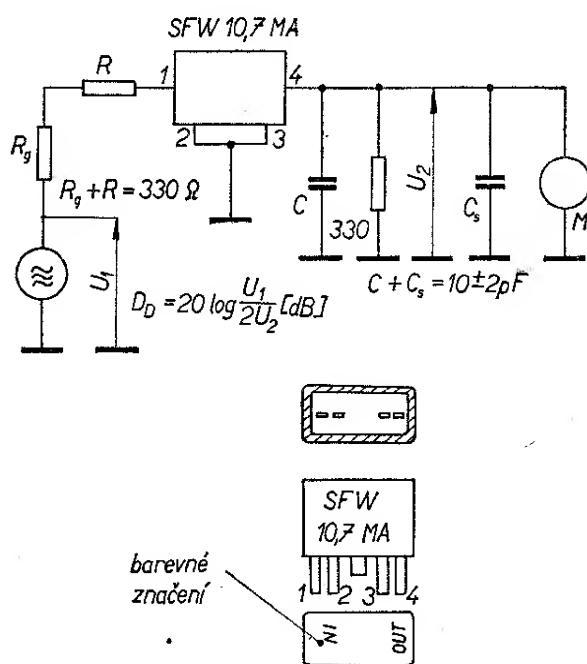
Součástky v obr. 53 platí, je-li filtr napájen z reálné impedance 330Ω a je-li na výstupní straně zatížen pracovním odporem rovněž 330Ω s kapacitní složkou 10 ± 2 pF. Jakákoli odchylka od doporučených podmínek vede k deformaci propustné charakteristiky. Přívody jsou očíslovány shodně s obr. 53.

Keramický filtr SFW 10,7 MA

Tento filtr je čtyřobvodový a je složen ze dvou dvouobvodových rezonátorů, které jsou navázány přímo v pouzdru. Filtr SFW 10,7 MA je určen pro mf zesilovače jakostních stereofonních přijímačů. Vyrábí se v pěti skupinách, rozdělených podle středního kmitočtu. Toto rozdělení a barevné značení skupin je stejné jako u filtru SFE 10,7 MA.



Obr. 53. Zapojení filtru SFE 10,7 MA



Obr. 54. Zapojení filtru SFW 10,7 MA

Elektrické vlastnosti

SFW 10,7 MA5 SFW 10,7 MAE

Odchylka středního kmitočtu Δf_0 :
 ± 30 kHz, ± 20 kHz.

Šířka pásma $B_{3\text{ dB}}$:

220 ± 40 kHz, 220 ± 40 kHz,

$B_{50\text{ dB}} \leq 700$ kHz.

Zvlnění: < 1 dB typ. (1,5 dB max.).

Průchozí útlum D_D : 8 dB typ.,
 (10 dB max.).

Potlačení nežádoucích kmitočtů:

9 až 12 MHz ≥ 60 dB,

7 až 30 MHz ≥ 60 dB.

Rozdíl v průběhu skupinového zpoždění:

$\Delta \tau_s$ 2 μ s uvnitř $B_{3\text{ dB}}$,

$\Delta \tau_s$ 1 μ s v pásmu ± 100 kHz po
 dohodě se zákazníkem.

Ostatní parametry jsou shodné s údaji
 u filtru SFE 10,7 MA.

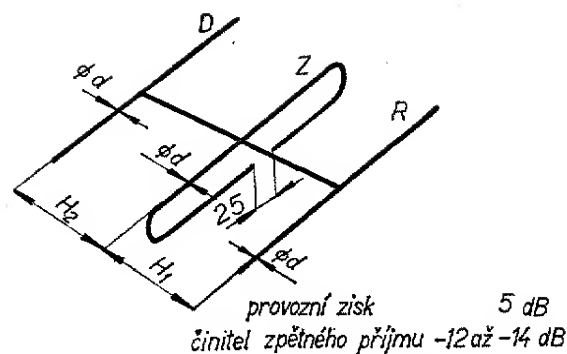
Způsob zapojení je znázorněn na obr. 54.
 Vývod 1 je označen na horní straně
 pouzdra nápisem „IN“ a vývod 4 ná-
 pisem „OUT“.

Literatura

[1] Firemní literatura Stetner.

Antény pro rozhlas FM

Známé přísloví, že anténa je nejlepší zesilovač, platí v případě rozhlasu FM dvojnásobně. K čemu by nám byl jakostní přijímač, kdybychom neměli dobrou anténu, která by zajistila dostatečný signál k dalšímu zpracování? Vzhledem k tomu, že vhodné typy antén jsou popsány v dostupné literatuře, je zbytečné v rámci této publikace věnovat tomuto problému větší pozornost. Pouze pro úplnost problematiky příjmu rozhlasu FM je na obr. 55 tříprvková anténa. Pro své přijatelné rozměry a jednoduchost je to nejpoužívanější anténa na pásmech rozhlasu FM, není-li přijímaný signál znehodnocen odrazy od členitého okolí.



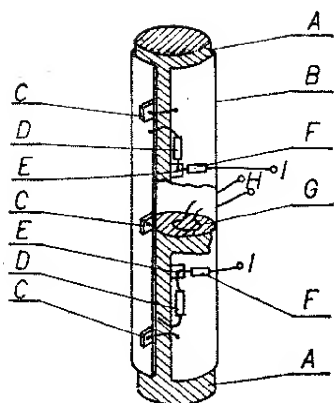
Pásmo	R	Z	D	H ₁	H ₂	d
65 až 74 MHz	2180	1190	1770	820	625	18
88 až 104 MHz	1670	1470	1360	630	480	14

Obr. 55. Tříprvková anténa pro VKV rozhlas
 (místo 1190 má být 1920)

Dále si ukážeme ještě jedno neobvyklé řešení antény pro rozhlas VKV-FM. Jedná se stejně jako u přijímačů pro amplitudovou modulaci o feritovou anténu. Tuto feritovou anténu použila např. firma Philips u svého stolního přijímače typu Sagita. Použití feritové antény znamená další velké zmenšení rozměrů při zachování dostatečné účinnosti. Vlastnosti běžných čtvrtvlnných bičových nebo půlvlnných antén jsou vždy závislé na prostředí, v němž se nalézají, to znamená, že v přijímačích, v nichž šetříme s místem, se uvnitř aktivní oblasti těchto antén vždy nalézá vlastní systém přijímače. Použití feritového materiálu v tomto případě znamená, že plochu antény můžeme zmenšit v závislosti na tyčové permeabilitě materiálu. V tomto případě bude účinnost antény stejná jako u příslušné větší antény rámové. Tato úvaha platí za předpokladu, že provozní jakost antén bude stejná.

Přednosti feritové antény:

1. Relativní šířka pásma antény je velmi malá a umožňuje průběžné ladění v pásmu. Tím je dosaženo bez přídavných ztrát dobrého potlačení nežádoucích parazitních příjmů.
2. Ztráty vestavěné antény se pohybují v rozmezí několika procent. Tím je dosaženo (při použití jakostního vstupního tranzistoru) velmi dobrého šumového a výkonového přizpůsobení v celém kmitočtovém pásmu.



Obr. 56. Feritová anténa pro přijímače VKV

3. Ve svislé poloze je vyzářovací diagram antény kruhový. Proto není zapotřebí nastavovat polohu antény na maximální příjem. Ve vodorovné poloze má anténa stejný vyzářovací diagram jako půlvlnný dipól, tj. „osmičkový“.

Úplné zapojení vstupního obvodu s feritovou anténou je na obr. 56.

Technické údaje feritové antény

Délka feritových tyček: 180 mm.

Průměr feritových tyček: 18 mm.

Šířka cívkového vinutí: 140 mm.

Celková váha: 240 g.

Ladící rozsah: 86 až 104 MHz.

Řídící napětí varikapů: 3 až 25 V.

Pevné kapacity: 3×10 pF.

Celková jakost anténního obvodu: 130.

Feritový materiál Ni - Zn - Co: $\mu = 25$ až 30.

Pro názornost jsou na obr. 56 označeny jednotlivé součástky. Jsou zde dvě části feritové tyčky. Cívka B je tvořena jedním závitem z měděného plechu. Pro zmenšení rozptylové kapacity je ladící kondenzátor tvořen pěti jednotlivými kondenzátory, které jsou připojeny k jednotlivým dílům cívky. Tři kondenzátory C jsou keramické o kapacitě 10 pF, dva jsou varikapy typu BB103 (D). K funkčnímu blokování varikapů jsou použity dva diskové blokovací kondenzátory (E) o kapacitě 1 000 pF.

Pro přívod stejnosměrného ladícího napětí (I) jsou použity dva vrstevné odpory (F) 82 k Ω .

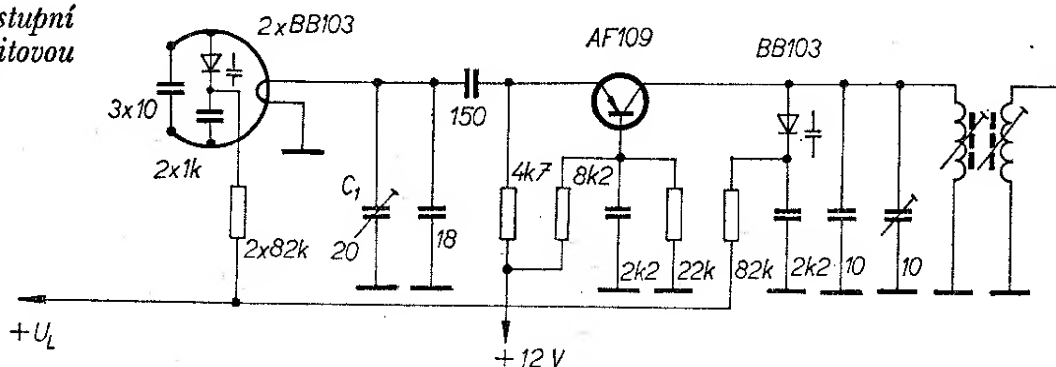
Posuvná vazební cívka (G) je umístěna mezi oběma ferity. Vývod (H) této cívky je umístěn na elektricky neutrální straně. Posuvem vazební cívky nastavujeme reálnou část rezonanční admitance a tím dosáhneme správného přizpůsobení. Imaginární část admitance lze nastavit posuvem obou feritových tyček, optimální šumové přizpůsobení trimrem C₁.

Na obr. 57 je úplné zapojení vstupního zesilovače s feritovou anténou a tranzistorem AF109.

Dodatek

Zájemcům o dálkový příjem FM rozhlasu je určen následující seznam vysílačů VKV FM Německé demokratické republiky. Tento seznam umožní přesně nasměrovat anténu a nastavit kmitočet na stupnici přijímače.

Obr. 57. Vstupní obvod s feritovou anténou



Kmitočet [MHz]	Stanice	Zem. délka [°] [']		Zem. šířka [°] [']		Výkon [kW]	Stereo
87,85	Inselberg III	10	28	50	51	50	S
88,25	Marlow III	12	34	54	10	50	
88,45	Leipzig III	12	18	51	12	10	S
88,95	Brocken III	10	37	51	48	50	
89,20	Schwerin III	11	28	53	36	30	
89,40	Dequede III	11	42	52	49	10	
89,80	Karl-Marx-Stadt II	12	42	50	38	100	S
90,10	Dresden II	13	50	51	03	50	
90,20	Inselberg II	10	28	50	51	50	
90,40	Leipzig II	12	18	51	12	60	
90,50	Rheinsberg IV	12	48	53	00	30	
91,05	Marlow IV	12	34	54	10	100	
91,40	Berlin II	13	25	52	31	50	
91,55	Brocken II	10	37	51	48	100	
91,70	Sonnenberg II	11	01	50	27	100	
92,25	Dresden IV	13	50	51	03	50	
92,55	Inselberg IV	10	28	50	51	60	S
92,75	Schwerin IV	11	28	53	36	30	
92,85	Karl-Marx-Stadt IV	12	42	50	38	60	
93,50	Marlow II	12	34	54	10	1	
93,85	Leipzig IV	12	18	51	12	100	S
94,20	Sonneberg I	11	01	50	27	100	
94,60	Brocken IV	10	37	51	48	60	
94,90	Dequede IV	11	42	52	49	10	
95,05	Berlin V	13	25	52	31	5	
95,25	Schwerin I	11	28	53	36	100	
95,40	Dresden III	13	50	51	03	100	
95,80	Berlin III	13	25	52	31	50	
95,95	Helpterberg III	13	31	53	29	3	
96,60	Leipzig I	12	18	51	12	60	
96,65	Marlow I	12	34	54	10	10	S
96,80	Frankfurt	14	30	52	12	1	
96,90	Dequede I	11	42	52	49	10	
97,05	Karl-Marx-Stadt I	12	42	50	38	50	
97,15	Inselberg I	10	28	50	51	100	
97,25	Dresden I	15	50	51	03	100	
97,40	Brocken I	10	37	51	48	100	
97,65	Berlin I	13	25	52	31	100	
98,20	Löbau	14	42	51	06	3	
98,55	Schwerin II	11	28	53	36	100	
98,60	Cottbus IV	14	20	51	46	1	S
98,90	Dequede II	11	42	52	49	10	
99,70	Berlin IV	13	25	52	31	50	

Vážení čtenáři,

letošním ročníkem se loučíme s touto formou Radiového konstruktéra. Se změnou struktury tisku bude napříště (tj. od roku 1976) Radiový konstruktér vycházet s názvem Amatérské radio – pro konstruktéry.

Současně dochází i k dalším změnám. Protože oba naše časopisy vycházejí ve velkých nákladech, bylo třeba změnit i techniku tisku (a tiskárnu), aby se maximálně zkrátila výrobní doba a zlepšila jakost tisku. V příštím roce bude tedy vycházet Amatérské radio (řada A), ve stejném formátu a za stejnou cenu jako dosud, a Amatérské radio – pro konstruktéry (řada B), ve formátu A4 (jako AR) a o stejném rozsahu a za stejnou cenu jako AR (řada A). Těchto šest čísel AR – pro konstruktéry (řada B) bude odlišeno i barvou obálky, obálka bude pravděpodobně modrá.

Uvítali jsme toto opatření z několika důvodů – nejdůležitějším je změna formátu časopisu z A5 na A4. U dosavadního formátu bylo v některých případech obtížné „vejít se“ se schémata, tabulkami a popř. i složitějšími matematickými výrazy na omezenou plochu stránky, která byla k dispozici. Jedním z dalších důvodů je i to, že obě řady časopisu budou tištěny technikou, která zaručuje i při vysokém nákladu lepší jakost především fotografií, a to i u závěrečných sérií při výrobě.

Doufáme, že i čtenáři ocení tyto změny jako změny k lepšímu; časopisy budou jakostnější a budou tak moci lépe plnit úkoly, uložené odbornému tisku usnesením strany o vědeckotechnickém rozvoji (zasedání ÚV KSČ ze dne 14. a 15. května 1974): „realizovat široký vzdělávací program pro urychlení vědeckotechnického rozvoje, popularizovat výsledky vědy a techniky,... podněcovat a pomáhat jejich rozšiřování.“

Budeme se tedy i za nových podmínek snažit plnit úkoly, které nám ukládá usnesení ÚV KSČ a chceme to přitom dělat tak, aby i při maximální náročnosti na zpracování byl obsah našich časopisů pestrý a zajímavý, aby byl přínosem jak pro praktiky, tak i pro teoretické stránce, tj. aby vyhověl jak konstruktérům, tak těm, kteří se chtějí pouze poučit.

Při této příležitosti vás chceme i upozornit, že zůstává zachován dosavadní náklad časopisu – proto je výhodné, aby ten, kdo chce mít celý ročník řady B (a samozřejmě i řady A) Amatérského radia kompletní, použil výhod předplatného u PNS, neboť většina čísel minulých ročníků byla velmi brzy po vyjití rozebrána. Předplatné je u řady A (12 čísel ročně) na rok 60,—, na půl roku 30,— Kčs, u řady B (6 čísel ročně) na rok 30,—, na půl roku 15,— Kčs.

RADIOVÝ KONSTRUKTÉR – vydává vydavatelství Magnet, Praha 1, Vladislavova 26, PSČ 113 66, telefon 26 06 51—7 ● Šéfredaktor ing. František Smolík ● Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51 – 7, linka 354 (šéfredaktor), popř. 353 (redaktor) ● Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradinský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, ing. F. Králík, ing. J. Navrátil, K. Novák, ing. O. Petráček, L. Tichý, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zíma, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG ● Ročně vyjde 6 čísel ● Cena výtisku 4,50 Kčs, pololetní předplatné 13,50 Kčs, roční předplatné 27,— Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil Magnet – administrace, Vladislavova 26, 113 66 Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohledací pošta 07 ● Tiskne Polygrafia, závod 1, Svobodova 1, 128 17 Praha – Vyšehrad ● Za původnost a správnost příspěvku ručí autor ● Toto číslo vyšlo 23. 10. 1975.

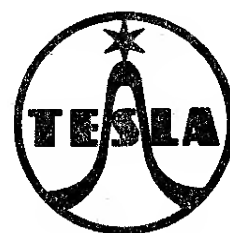
Č. indexu 47 223

© Vydavatelství Magnet Praha

Obsah

Již naše babičky	1
Tuner – kit 74 stereo	1
Základní vlastnosti obvodů přijímače VKV – FM	2
Základní vlastnosti kmitočtové modulace	2
Základní vlastnosti vf stereofonního přenosu	3
Potřebná šířka vf kanálu při stereofonním přenosu	4
Druhy rušení	6
Šumové číslo jednotky VKV	11
Ladění vstupní jednotky VKV	11
Základní zapojení vf tranzistorového zesilovače	12
Oscilátor	12
Směšovací stupeň	13
Mf pásmová propust na výstupu vstupní jednotky VKV	14
Ukázka zapojení vstupní jednotky	15
Technické údaje vstupní jednotky TESLA 1 PN 051 03	17
Mezifrekvenční zesilovač	17
Stereofonní dekodér	18
Obnovovač pomocné nosné vlny	18
Kompenzace přeslechů	19
Příklad zapojení	19
Zajímavá zapojení pomocných obvodů v přijímačích VKV – FM	23
Stabilita přijímače a její kontrola	24
Kontrola stability mf zesilovače	25
Kontrola stability vstupní jednotky	26
Kontrola stability celého tuneru	26
Základní koncepce zapojení tuneru FM (Tuner – kit 74 stereo)	28
Základní technické parametry tuneru	33
Zapojení jednotky VKV	33
Mf zesilovač	34
Obvody tichého ladění a automatického doladění kmitočtu	34
Nízkofrekvenční dolní propust	35
Stereofonní dekodér	35
Napájecí zdroj	36
Elektrická a mechanická stavba	37
Nastavování	39
Mechanická sestava tuneru	47
Navíjecí předpis cívek a seznam součástek	49
Automatické ladění pro „Tuner – kit 74 stereo“	53
Několik poznámek k elektrické koncepci tuneru	57
Keramické filtry Murata, SFE 10,7 MA, SFW 10,7 MA	58
Antény pro rozhlas FM	59
Dodatek (tabulka vysílačů NDR)	61
Našim čtenářům	62

TECHNICKOU dokumentaci



**k některým výrobkům
spotřební techniky**

•
koupíte ve značkových prodejnách TESLA

**v Praze 1, Dlouhá 15 a v Pardubicích,
Palackého 580**

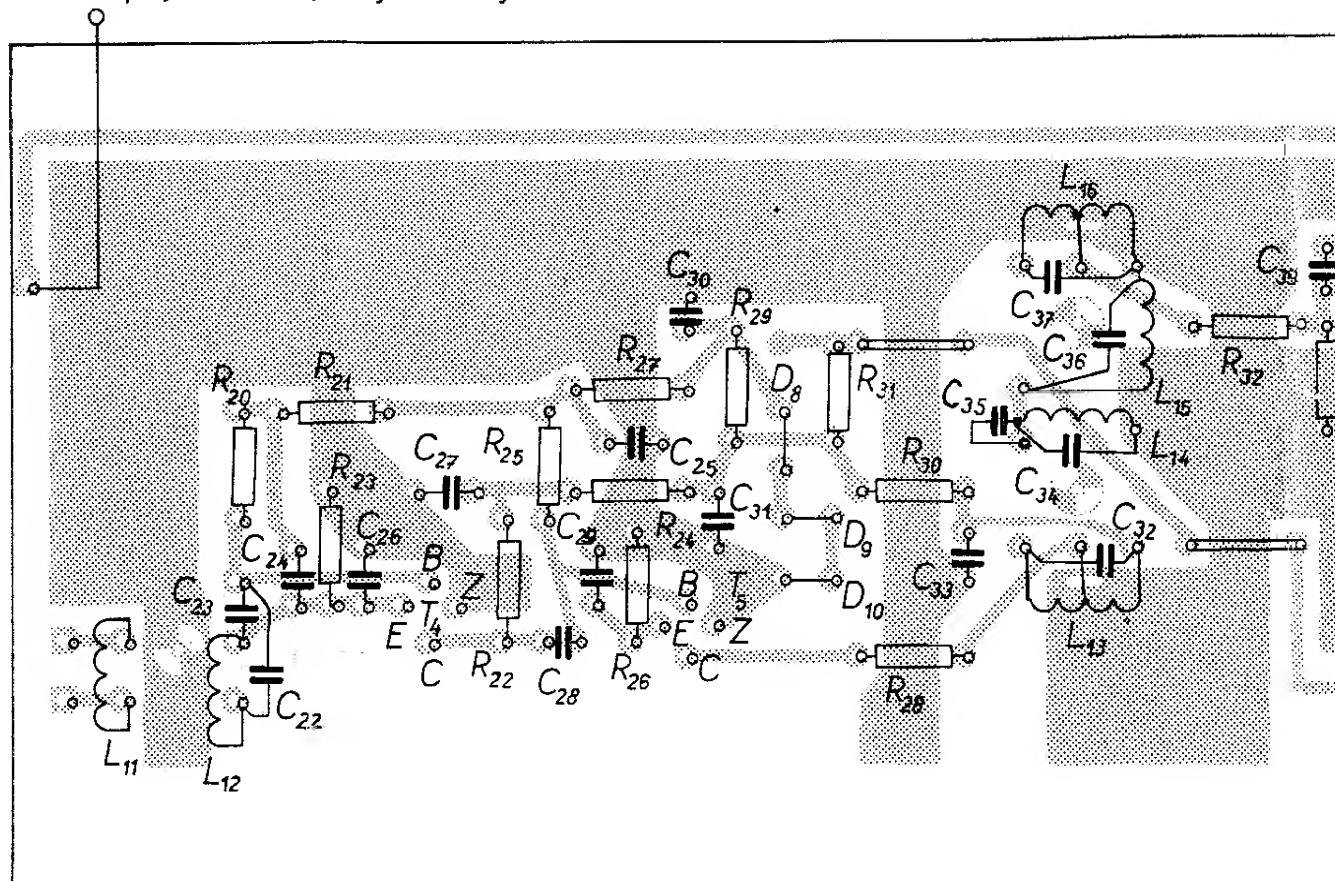
Při vaší osobní návštěvě vám ochotně poradí technici-specialisté.

•
Na základě vaší přesné písemné objednávky vám dokumentaci zašle
na dobírku až do bytu výhradně jen pardubická prodejna TESLY.

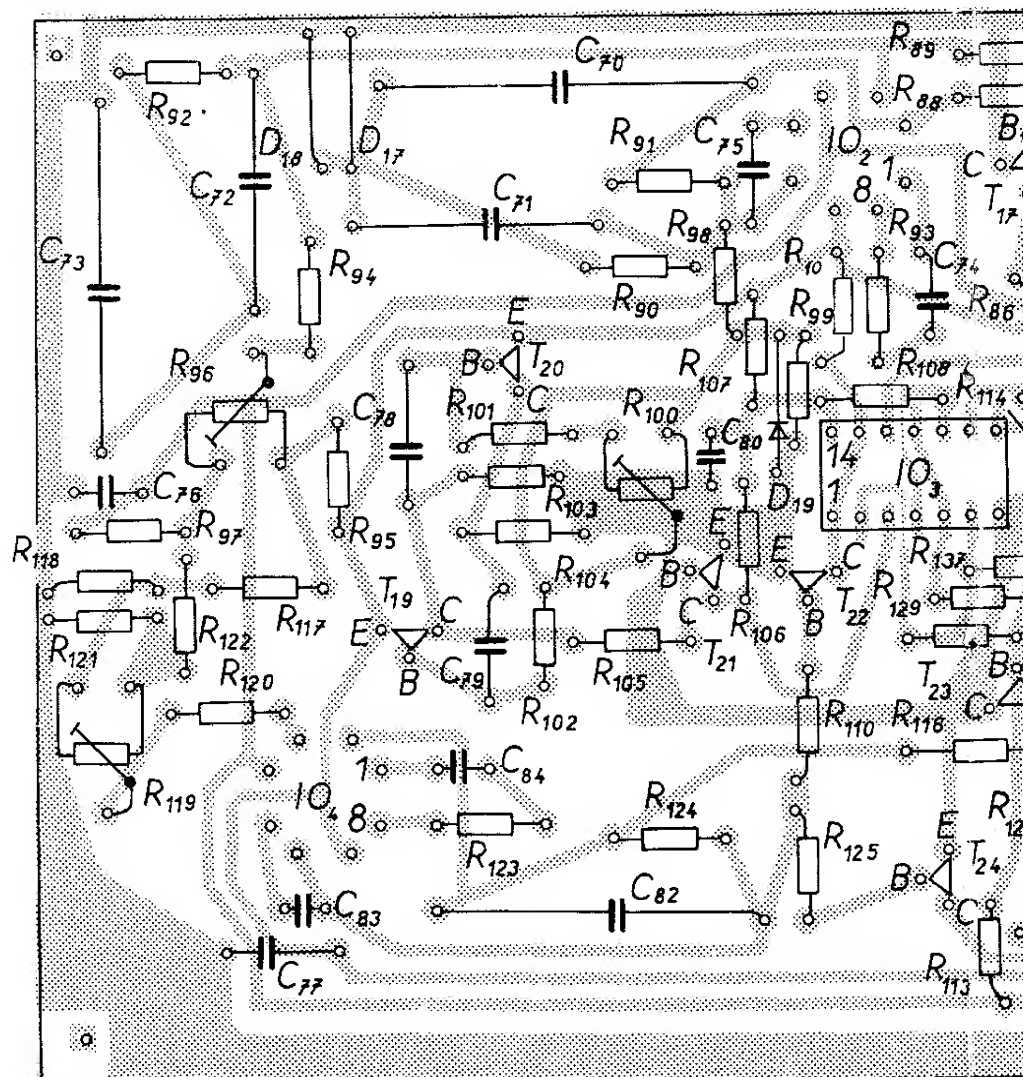
Pište na adresu:

**Značková prodejna TESLA
Palackého 580
530 00 Pardubice**

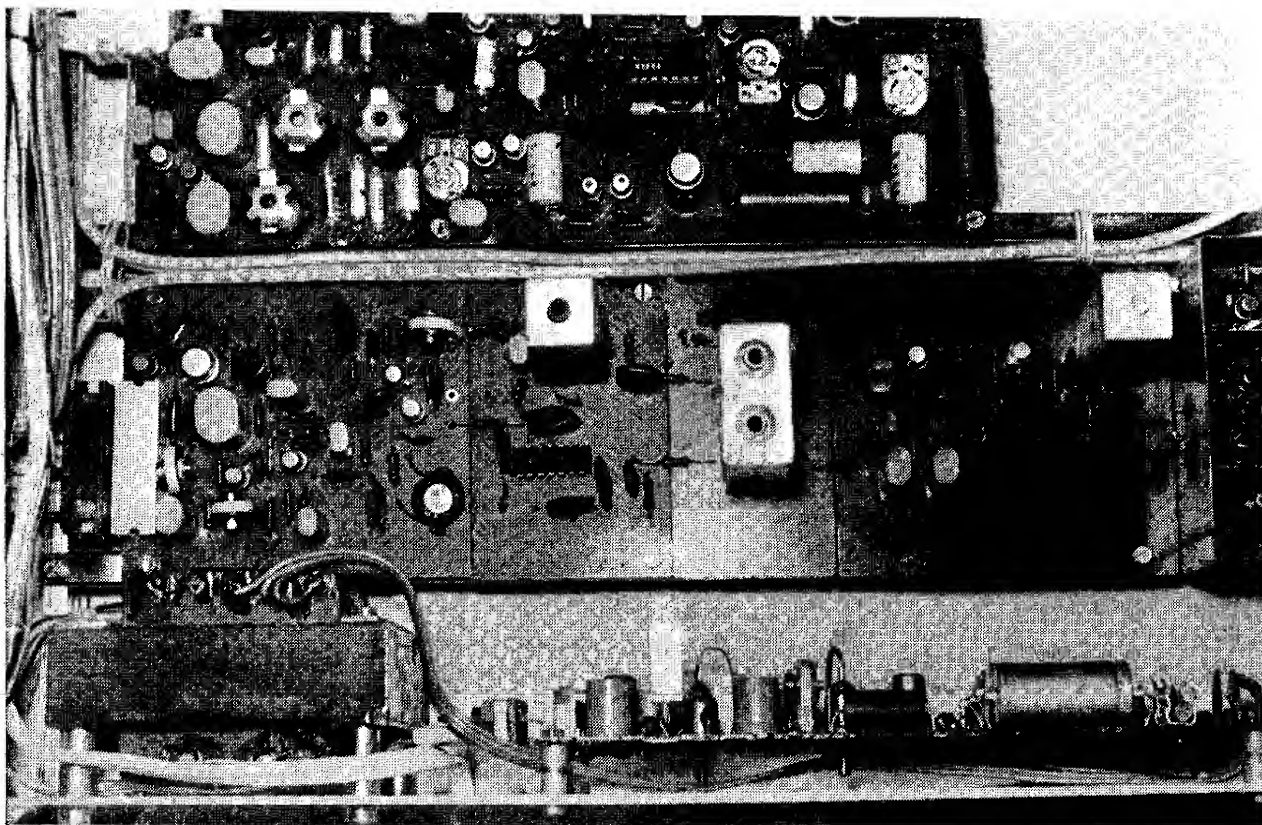
napájení vstupní jednotky



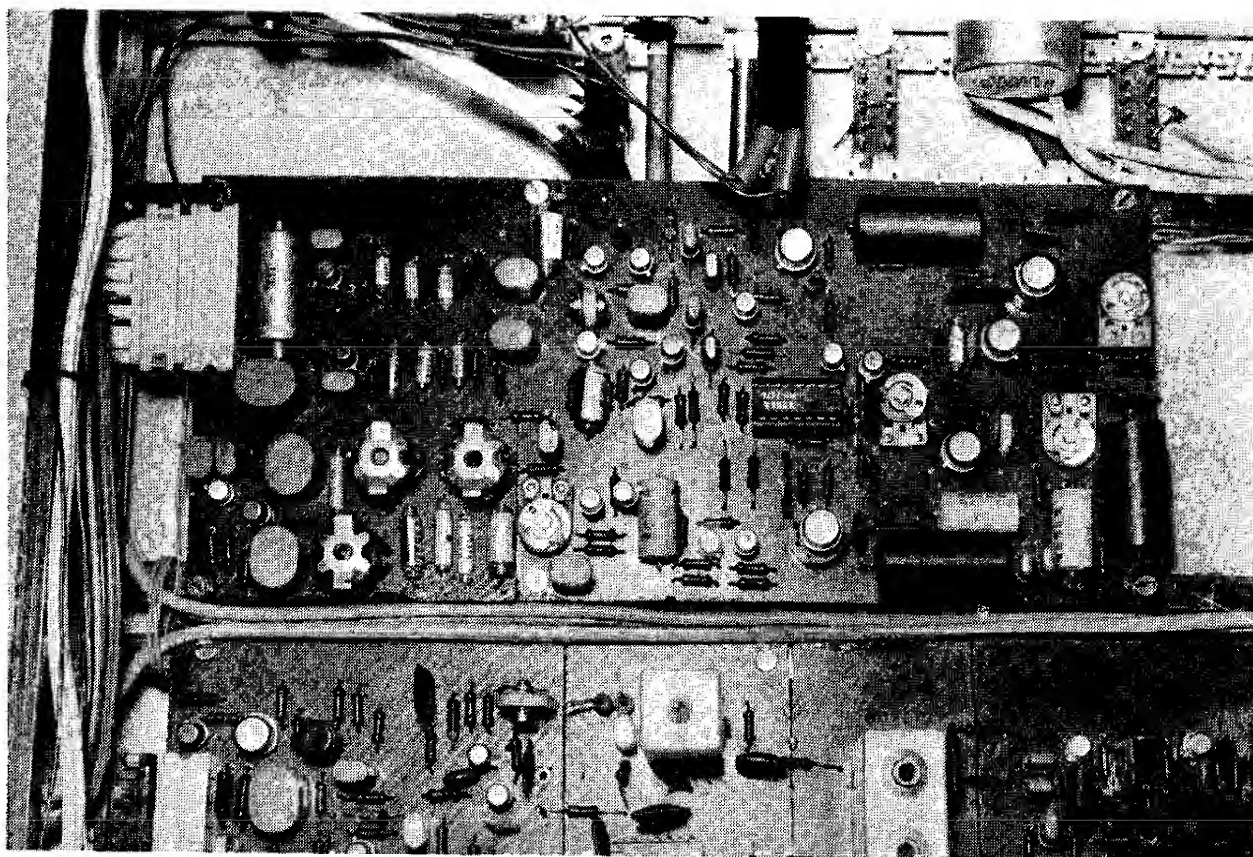
Obr. 31. Rozmístění součástek a deska J211 s plošnými spoji mf zesilovače



Obr. 33. Rozmístění součástek a deska J212 s plošnými spoji stereo-fonního dekodéru (odpor označený R₁₀ má být R₁₀₉)



Obr. 45. Mezifrekvenční zesilovač



Obr. 46. Stereofonní dekodér